

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ



**ОДЕСЬКА ДЕРЖАВНА
АКАДЕМІЯ БУДІВНИЦТВА ТА
АРХІТЕКТУРИ**

Кафедра ФІЗИКИ

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

з навчальної дисципліни

«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОНІКА»

для студентів освітньо-професійної програми
«ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ»
за спеціальністю 126 «ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ»

Освітній рівень - перший (бакалаврський)

ОДЕСА - 2021

УДК 621.385 (07)

РЕКОМЕНДОВАНО

Методичною радою ОДАБА

Протокол № 3 від 18 листопада 2021 р.

РОЗРОБНИКИ:

к.ф.-м.н., доц. Писаренко О.М

асистент Богдан О.В.

к.ф.-м.н., доц. Загинайло І. В,

к.т.н., доц. Максименюк Я.О.

РЕЦЕНЗЕНТИ:

Козицький С.В.

д.ф.-м.н., професор, завідувач кафедри
теоретичної механіки ОНМА

Маслєєва Н.В.

к.ф.-м.н., доцент кафедри експериментальної
фізики ОНУ ім. І.І. Мечнікова

Відповідальний за випуск:

зав. кафедрою фізики ОДАБА, доц. Писаренко О. М.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
РОЗДІЛ 1. ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	
1.1 Електричне поле і електричний струм	8
1.2 Електричне коло і його компоненти	10
1.3 Характеристики та схеми заміщення джерел і приймачів електричної енергії	11
1.4 Режим роботи джерел постійного струму	13
1.5 Топологічні поняття теорії електричних ланцюгів	15
Питання до розділу 1	16
РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ ЛАНЦЮГІВ	
2.1 Закони Кірхгофа	17
2.2 Еквівалентне перетворення послідовного з'єднання пасивних ділянок електричного кола	18
2.3 Еквівалентне перетворення паралельного з'єднання пасивних ділянок електричного кола	19
2.4 Еквівалентне перетворення змішаного з'єднання пасивних ділянок електричного кола	21
2.5 Метод еквівалентних перетворень	22
2.6 Аналіз розгалуженого ланцюга з кількома джерелами за допомогою законів Кірхгофа	22
2.7 Метод контурних струмів	24
2.8 Метод міжвузлової напруги	25
Питання до розділу 2	27
РОЗДІЛ 3. ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ЗМІННОГО СТРУМУ: ПАРАМЕТРИ ЗМІННОГО СТРУМУ; ЕЛЕКТРИЧНІ ПРИЙМАЧІ	
3.1 Ідеальні елементи ланцюга змінного струму. Схеми заміщення	28
3.2 Параметри синусоїдальних електричних величин	29
3.3 Векторні діаграми	32
Питання до розділу 3	36
РОЗДІЛ 4. ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ЗМІННОГО СТРУМУ: РЕЗОНАНСНІ ЯВИЩА; ПОТУЖНІСТЬ	
4.1 Нерозгалужене коло змінного струму з активним опором, індуктивністю та ємністю	37
4.2 Резонанс напруг	39
4.3 Розгалужене коло з активним опором, індуктивністю та ємністю	40
4.3.1 Розрахунок розгалуженого кола	40
4.3.2 Резонанс струмів	42

4.4	Потужність в ланцюгах змінного струму. Коефіцієнт потужності	44
4.4.1	Компенсація реактивної потужності	48
	Питання до розділу 4	51
	РОЗДІЛ 5. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ	
5.1	Причини виникнення та основні принципи аналізу перехідних процесів	52
5.2	Перехідні процеси в ланцюзі з послідовного з'єднанням конденсатора і резистора	53
5.3	Підключення індуктивної котушки до джерела постійної ЕРС	56
5.4	Відключення індуктивної котушки від джерела постійної напруги і замикання її на резистор	58
5.5	Підключення індуктивної котушки до джерела синусоїдальної напруги	59
5.6	Перехідні процеси в ланцюзі з послідовним з'єднанням резистора, індуктивної котушки і конденсатора	60
	Питання до розділу 5	63
	РОЗДІЛ 6. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ТРИФАЗНОГО СТРУМУ	
6.1	Трифазний генератор. Способи зображення симетричній системи ЕРС	64
6.2	Способи з'єднання фаз трифазного джерела живлення. Фазні і лінійні напруги	67
6.3	Аналіз трифазних ланцюгів при з'єднанні приймачів зіркою і трикутником	69
6.4	Потужність трифазних ланцюгів	71
	Питання до розділу 6	74
	РОЗДІЛ 7. ЕЛЕМЕНТНА БАЗА ПАСИВНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ	
7.1	Резистори	75
7.2	Варистори	82
7.3	Конденсатори	85
7.4	Котушки індуктивності	90
	Питання до розділу 7	92
	РОЗДІЛ 8. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ: ДІОДИ ТА ТИРИСТОРИ. СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ ТА РЕГУЛЯТОРІВ ПОТУЖНОСТІ	
8.1	Вольт-амперна характеристика напівпровідникового діоду	93
8.2	Основні характеристики діодів та їх маркування	97
8.3	Випрямляючі схеми на напівпровідникових діодах	104
8.4	Стабілізація напруги за допомогою стабілітронів	111
8.5	Тиристори	114
	Питання до розділу 8	119

РОЗДІЛ 9. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ: ТРАНЗИСТОРИ.	
БАЗОВІ СХЕМИ ПІДСИЛЕННЯ	
9.1	Біполярні транзистори 121
9.1.1	Принцип дії біполярного транзистора 121
9.1.2	Основні властивості біполярних транзисторів 123
9.1.3	Схема підсилення із спільним емітером 126
9.1.4	Підсилювач охоплений зворотним зв'язком 128
9.1.5	Транзисторний ключ 131
9.1.6	Схема підсилення із спільним колектором 133
9.1.7	Диференціальний підсилювальний каскад 135
9.2	Польові транзистори 137
9.2.1	Польові транзистори з управляючим <i>p-n</i> переходом 137
9.2.2.	Польові транзистори з ізольованим затвором 138
9.2.3	Основні властивості польових транзисторів 141
9.2.4	Стабілізатор струму на польовому транзисторі 142
9.2.5	Переваги та недоліки польових транзисторів перед біполярними 143
9.3	Маркування та паспортні характеристики транзисторів 145
Питання до розділу 9 148	
РОЗДІЛ 10.БАЗОВІ ЕЛЕМЕНТИ КОМБІНАЦІЙНИХ ЛОГІЧНИХ СХЕМ	
10.1.	Елемент НЕ 149
10.2.	Елемент І 151
10.3.	Елемент АБО 152
10.4.	Суперпозиція логічних функцій 153
10.5.	Елемент 2І-НЕ 154
10.6.	Елемент 2АБО-НЕ 155
10.7.	Елемент ВИКЛЮЧНЕ АБО 156
Питання до розділу 10 156	
РОЗДІЛ 11.БАЗОВІ ЦИФРОВІ АВТОМАТИ: ТРИГЕРИ.	
ВИКОРИСТАННЯ ТРИГЕРІВ	
11.1	Тригери 157
11.2	Асинхронний RS тригер 158
11.3	Синхронний RS тригер 160
11.4	Синхронний JK тригер 162
11.5	Асинхронний JK тригер 163
Питання до розділу 11 164	
РОЗДІЛ 12.ЛІЧИЛЬНИКИ. РЕГІСТРИ. АНАЛОГОЦИФРОВІ ТА	
ЦИФРОАНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ	
12.1	Лічильники 165
12.1.1	Цифрові лічильники 165
12.1.2	Інкрементний лічильник 166
12.1.3	Декрементний лічильник 168
12.1.4	Самозупиняючі лічильники 169

12.2	Регістри	170
12.2.1	Послідовно зсувний реєстр	170
12.2.2	Накопичувальний односпрямований реєстр з паралельним входом	172
12.2.3	Універсальний реєстр	174
12.3	Цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП)	175
12.3.1	Статичні параметри ЦАП	175
12.3.2	Динамічні параметри ЦАП	176
12.4	Аналого-цифрові перетворювачі (АЦП)	177
12.4.1	Статичні параметри АЦП	177
12.4.2	Динамічні параметри АЦП	178
12.4.3	АЦП швидкого перетворення на компараторах	179
	Питання до розділу 12	180
	ЛІТЕРАТУРА	180

ВСТУП

Електротехніка та електроніка – це загальноінженерна дисципліна, яка вивчається студентами неелектротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів та відповідних напрямів підготовки бакалаврів. Під електротехнікою розуміють область науки і техніки, що використовує електричні і магнітні явища для практичних цілей. Електроніка, що виділилася в свій час з електротехніки як самостійна галузь науки і техніки, вивчає фізичні явища в напівпровідниках і електровакуумних приладах, їх характеристики і властивості, а також застосування цих приладів в різних пристроях і схемах.

Електротехніку та електроніку можна поділити на три основні напрямки: енергетичне, технологічне та інформаційне.

Перший напрям пов'язаний з отриманням, передачею, розподілом і перетворенням енергії, тому в дисципліні «Електротехніка та електроніка» вивчаються джерела електричної енергії, одержуваної з механічної, хімічної, теплової, світлової та деяких інших видів енергії, приймачі електричної енергії, що перетворюють електричну енергію в перераховані види енергії, а також перетворювачі одного виду електричної енергії в інший: трансформатори, випрямлячі, інвертори, перетворювачі частоти та ін.

Другий напрямок пов'язаний зі створенням і використанням електричних і електронних установок, в яких електричні та магнітні явища використовуються для здійснення різноманітних технологічних процесів. До них відносяться, наприклад, установки для електролізу, високочастотної сушки, плавки і загартування матеріалів, електромагнітної сепарації руд, електронної та ультразвукового зварювання і т.д.

Третій напрям обумовлено тим, що сучасні енергетичні та технологічні процеси протікають при таких швидкостях, температурах і механічних напругах, що управління і контроль за ними може бути здійснений тільки за допомогою швидкодіючих електричних і електронних приладів, які отримують

інформацію про процеси за допомогою високочутливих перетворювачів. У зв'язку з цим необхідно вивчення і використання електричних і електронних вимірювальних приладів, підсилювачів, імпульсних і цифрових електронних пристроїв, і мікропроцесорів.

РОЗДІЛ 1. ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

1.1. Електричне поле і електричний струм

Першопричиною усіх електричних явищ в природі є електричний заряд (q , $[q] = Кл$). Як приклади мікро носіїв електричного заряду можна назвати електрони ($q < 0$) і протони ($q > 0$), а також іони ($(q > 0) \cup (q < 0)$). Заряди створюють електричне поле. Силовою характеристикою електричного поля є напруженість електричного поля E' ($[E'] = В / м$)

$$\vec{E}' = \frac{\vec{F}}{q}, \quad (1.1)$$

де F це сила, що діє на заряд q , розташований в деякій точці (саме для цієї точки визначається напруженість $\vec{E}'$).

Іншою характеристикою електричного поля є потенціал φ ($[\varphi] = В$). Потенціал визначається значенням заряду q і відстанню r від цього заряду до даної точки електричного поля

$$\varphi = k \frac{q}{r}, \quad (1.2)$$

де k це коефіцієнт, що залежить від вибору одиниць вимірювання.

В електротехніці важливе значення має різниця потенціалів, наприклад, між двома точками a і b : $\varphi_a - \varphi_b$.

Направлений рух електричних зарядів називається електричним струмом. Сила струму i ($[i] = A$) чисельно дорівнює швидкості перенесення зарядів через виділену площадку

$$i = \frac{dq}{dt}. \quad (1.3)$$

Щільність електричного струму дорівнює

$$j = \sigma E, \quad (1.4)$$

де σ це питома електрична провідність провідника.

Причиною тривалого існування електричного струму є електрорушійна сила або ЕРС E ($[E] = B$), яка виникає в результаті перетворення неелектричної енергії (хімічної, теплової, світлової або механічної) в електричну. В процесі перетворення енергії відбувається поділ зарядів різних знаків під дією сил неелектричних походження, які називаються сторонніми силами. Для кількісного опису сторонніх сил вводять поняття напруженості стороннього електричного поля E'_{cm} , яка чисельно дорівнює сторонньої силі, що діє на одиничний додатний заряд. В цьому випадку ЕРС визначається лінійним інтегралом від стороннього електричного поля

$$E = \int_l \vec{E}'_{cm} d\vec{l}. \quad (1.5)$$

Напруга між точками a і b дорівнює

$$u_{ab} = \int_a^b \vec{E}' dl = \int_a^b (\vec{E}'_{cm} + \vec{E}'_k) d\vec{l}, \quad (1.6)$$

де E_k це кулонівська складова напруженості електричного поля, для якої справедливо

$$\oint_l \vec{E}'_k d\vec{l} = 0. \quad (1.7)$$

1.2. Електричне коло і його компоненти

Електричним колом називають сукупність пристроїв і об'єктів, що утворюють шлях для електричного струму, електромагнітні процеси в яких можуть бути описані за допомогою ЕРС, струму і напруги. Розглянемо пристрої, що утворюють шлях для електричного струму.

Генератор перетворює хімічну, механічну, теплову і світлову енергії в електричну. Це джерело електричної енергії. На затискачах джерела за рахунок дії сторонніх сил створюється ЕРС E .

У приймачах електричної енергії відбуваються незворотні перетворення електричної енергії в інші види енергії. Акумулятор стає приймачем в процесі його зарядки (електрична енергія перетворюється в хімічну). В електричній машині, що працює в режимі двигуна, електрична енергія перетворюється в механічну. У лампі розжарювання електрична енергія перетворюється в світлову.

В електричному ланцюзі джерела і приймачі з'єднуються проводами, які забезпечують передачу електричної енергії від джерел до приймачів. Крім того, в електричні ланцюги часто включають допоміжні і вимірювальні пристрої. Допоміжні пристрої служать для управління режимом електричного кола (наприклад, комутатори), захисту від перенапруг або неприпустимого значення струму (реле, запобіжники).

Зображення реальних електричних ланцюгів складно, громіздко і занадто багато роботи. Для зручності опису електричного кола використовують її графічне зображення, складене з умовних позначень елементів ланцюга і показує з'єднання цих елементів. Таке графічне зображення називають схемою електричного кола.

1.3. Характеристики та схеми заміщення джерел і приймачів електричної енергії

Основними характеристиками елементів електричних ланцюгів є залежності їх напруги від струму. Такі залежності називаються вольт-амперних характеристиками (ВАХ).

Елементи електричного кола поділяються на активні і пасивні. Всі джерела електричної енергії є активними. Приймачі електричної енергії можуть бути як пасивними, так і активними. Пасивними називаються приймачі, в яких не виникає ЕРС. ВАХ пасивних елементів проходять через початок координат, тому що за відсутності напруги струм в цих елементах дорівнює нулю. Пасивні елементи характеризуються електричним опором R ($[R] = \text{Ом}$), яке у одних приймачів залежить від прикладеної напруги (нелінійні приймачі з нелінійними ВАХ: випрямні діоди, стабілітрони і ін.), а в інших не залежить від прикладеної напруги (лінійні приймачі з лінійної ВАХ). Тангенс кута нахилу ($\text{tg}\alpha$) ВАХ пасивних лінійних приймачів визначає його електричний опір

$$R = \frac{U}{I} = \left(\frac{m_U}{m_I} \right) \text{tg}\alpha = m_R \text{tg}\alpha, \quad (1.8)$$

де m_U , m_I , m_R це масштаби напруги, струму і опору.

Величину, зворотну опору, називають електричною провідністю G ($[G] = \text{См}$)

$$G = \frac{1}{R}. \quad (1.9)$$

Залежність струму від напруги в лінійному елементі визначається законом Ома

$$I = \frac{U}{R}. \quad (1.10)$$

ВАН джерел електричної енергії, які часто називають зовнішніми характеристиками, також можуть бути лінійними і нелінійними. У більшості джерел електричної енергії напруга на їх затискачах з ростом струму зменшується за рахунок падіння напруги на внутрішньому опорі $R_{вт}$. Якщо вважати постійними E і $R_{вт}$, то зовнішня характеристика джерела буде лінійною і може бути описана рівнянням

$$U = E - R_{вт}I. \quad (1.11)$$

За умови $R_{вт} \ll R_{П}$ ($R_{П}$ це опір приймача) напруга U при певних змінах струму практично залишається постійною і дорівнює ЕРС E . Таке джерело електричної енергії називають ідеальним джерелом ЕРС. Оскільки напруга джерела в цьому випадку є незмінною ($U = E$), на схемах замість джерела ЕРС часто показують затиски, до яких прикладена напруга U . Реальному джерелу електричної енергії ($R_{вт} \neq 0$) відповідає схема заміщення, що складається з ідеального джерела ЕРС E і резистивного елемента, опір якого дорівнює внутрішньому опору джерела $R_{вт}$.

Схема заміщення електричного кола - це математична модель реального пристрою, що враховує фізичні процеси, що відбуваються в реальному пристрої. Схеми заміщення відображають властивості електричного кола при певних умовах. Одому і тому ж електричному колу для різних умов можуть відповідати кілька різних схем заміщення. Резистивний елемент у схемі заміщення може бути поєднаним до будь-якого елементу електричного кола, в якому відбувається незворотний процес перетворення електричної енергії в інший вид енергії.

Для однозначності опису процесів, що відбуваються в ланцюзі, необхідно знати не тільки значення струмів і напруг, але також їх напрямки. За додатний напрямок струму прийнято напрямок руху додатних зарядів. Додатний напрямок ЕРС збігається з напрямком дії сторонніх сил на додатний заряд.

Додатний напрямок напруги збігається з напрямком убутання потенціалу. Так як додатні заряди всередині джерела рухаються в напрямку сторонніх сил, то додатні напрямки струму і ЕРС збігаються. У приймачі додатні заряди рухаються в напрямку зменшення потенціалу, отже, додатні напрямки струму і напруги приймача збігаються.

Закон Ома для повного кола

$$I = \frac{E}{R_{\text{вн}} + R_{\text{П}}}. \quad (1.12)$$

Потужність приймача дорівнює

$$P_{\text{П}} = R_{\text{П}} I^2 = R_{\text{П}} \left(\frac{U}{R_{\text{П}}} \right) = \frac{U^2}{R_{\text{П}}}. \quad (1.13)$$

Відповідно до узагальненого закону Ома для активної гілки

$$I = \frac{\pm E \pm U}{R}, \quad (1.14)$$

ток активної гілки дорівнює алгебраїчній сумі його напруг і ЕРС, поділений на опір гілки.

ЕРС і напруга беруться зі знаком плюс, якщо їх напрямки збігаються з напрямком струму, і мінус, коли їхні напрямки протилежні напрямку струму.

Якщо внутрішня провідність джерела мала ($G_{\text{вн}} \ll G_{\text{П}}$, де $G_{\text{П}}$ – це провідність приймача), то при певних змінах напруги U струм I практично залишається незмінним і рівним $EG_{\text{вн}}$. Таке джерело електричної енергії називають ідеальним джерелом струму. На схемах це джерело позначається символом J .

1.4. Режим роботи джерел постійного струму

Розглянемо кілька режимів роботи джерел постійного струму: холостого ходу, короткого замикання, узгоджений і номінальний.

Режим холостого ходу відповідає відсутності струму в приймачу ($I = 0$) і здійснюється відключенням приймача від джерела. Напруга джерела в режимі холостого ходу одно його ЕРС: $U_X = E$.

Режим короткого замикання джерела виникає тоді, коли опір приймача дорівнює нулю. При цьому напруга також дорівнює нулю ($U = 0$). Струм в режимі короткого замикання досягає максимального значення, він обмежений лише внутрішнім опором $R_{\text{вт}}$ джерела

$$I_X = \frac{E}{R_{\text{вт}}} = EG_{\text{вт}}. \quad (1.15)$$

Зазвичай режим короткого замикання є аварійним, так як виникають при цьому струми в багато разів перевищують номінальні значення, на які розраховані елементи ланцюга.

Погоджений режим роботи джерела і пасивного приймача відповідає максимальній активної потужності пасивного приймача. В електричних ланцюгах постійного струму узгоджений режим роботи виникає в разі, коли внутрішній опір джерела дорівнює опору приймача, тобто за умови $R_{\text{вт}} = R_{\text{П}}$. У цьому можна переконатися, записавши вираження для струму та потужності приймача з опором $R_{\text{П}}$

$$I = \frac{E}{R_{\text{вт}} + R_{\text{П}}}, \quad P_{\text{П}} = R_{\text{П}} I^2 = \frac{R_{\text{П}} E^2}{(R_{\text{вт}} + R_{\text{П}})^2}. \quad (1.16)$$

У режимі холостого ходу ця потужність дорівнює нулю, оскільки $I = 0$. У режимі короткого замикання потужність $P_{\text{П}}$ також дорівнює нулю, так як $R_{\text{П}} = 0$. Таким чином, ясно, що при зміні $R_{\text{П}}$ від 0 до ∞ функція $P_{\text{П}}(R_{\text{П}})$ має екстремум (максимум) для якого справедливо

$$\frac{dP_{\text{П}}}{dR_{\text{П}}} = 0. \quad (1.17)$$

Рішення рівняння (1.4.3) дає $R_{\text{вт}} = R_{\text{П}}$. При цьому потужність приймача

$$P_{II} = \frac{E^2}{4R_{em}} \quad (1.18)$$

дорівнює половині потужності джерела

$$P_{II} = \frac{E^2}{2R_{em}}. \quad (1.19)$$

Це означає, що половина енергії джерела перетвориться в теплоту всередині нього за рахунок внутрішнього опору R_{em} . В узгодженому режимі ККД передачі енергії досягає тільки 50%.

Номінальний режим відповідає режиму роботи джерел і приймачів електричної енергії при тих значеннях струмів і напруг, на які вони розраховані заводами-виробниками. Номінальні значення струмів, напруг і потужностей вказуються в каталогах і паспортах для всіх джерел і приймачів електричної енергії. Найчастіше номінальний режим роботи відповідає випадку, коли опір приймача багато більше внутрішнього опору генератора ($R_{II} \gg R_{em}$). При цьому ККД електричного кола близький до одиниці, що дуже важливо для силових (потужних) електротехнічних пристроїв і установок.

1.5. Топологічні поняття теорії електричних ланцюгів

Основними топологічними поняттями теорії електричних ланцюгів є: гілка, вузол, контур, двополюсник і чотиріполюсник.

Гілкою називають ділянку електричного кола з одним і тим же струмом. Гілка може складатися з одного пасивного або активного елементу, а також може являти собою послідовне з'єднання декількох елементів.

Вузлом називають місце з'єднання трьох і більше гілок. Розрізняють поняття геометричного і потенційного вузлів. Потенційні вузли характеризуються однаковим значенням потенціалу.

Контуром називають замкнутий шлях, що проходить через кілька гілок і вузлів розгалуженої електричного кола.

Двополюсник – це частина електричного кола з двома виділеними зажимами-полюсами. В активному двополюснику присутні активні елементи, а в пасивному двополюснику вони відсутні.

Чотириполюсником називають частину електричного кола, що має дві пари затискачів, які називаються вхідними та вихідними, відповідно. Так само, як і двополюсники, чотириполюсники можуть бути активними і пасивними.

Питання до розділу 1

1. Чому дорівнює напруга на затискачах розімкнутого акумулятора з ЕРС $E = 12\text{ В}$?
2. У будівельних роботах для підігріву бетонного розчину іноді застосовують електричну енергію, яка передається за допомогою системи проводів. Чи можна віднести систему, що складається з джерела електричної енергії, сполучних проводів, електродів і електропровідної маси бетону, до електричного кола?
3. За яких умов джерело електричної енергії можна розглядати як ідеальне джерело ЕРС?
4. Дайте визначення схеми заміщення електричного кола.
5. Сформулюйте закон Ома для повного кола.
6. Сформулюйте узагальнений закон Ома для активної гілки.
7. Наведіть обґрунтування і вкажіть числове значення для верхньої межі ККД передачі енергії в узгодженому режимі.
8. За яких умов джерело електричної енергії можна розглядати в якості ідеального джерела струму?
9. Які параметри електричного кола визначають струм короткого замикання?

10. Для якого режиму роботи джерела постійного струму потужність приймача дорівнює нулю?

РОЗДІЛ 2. МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ ЛАНЦЮГІВ

2.1. Закони Кірхгофа

Основними законами, що використовуються для аналізу і розрахунку електричних ланцюгів, є перший і другий закони Кірхгофа.

Перший закон Кірхгофа є наслідком закону збереження заряду, згідно з яким в будь-якому вузлі заряд одного знака не може накопичуватися або спадати. Відповідно до першого закону Кірхгофа алгебраїчна сума струмів гілок, що сходяться у вузлі, дорівнює нулю

$$\sum_k I_k = 0. \quad (2.1)$$

При цьому струми, спрямовані від вузла, слід записувати зі знаком плюс, а струми, спрямовані до вузла, - зі знаком мінус.

Другий закон Кірхгофа є наслідком закону збереження енергії, в силу якого зміна потенціалу в замкнутому контурі дорівнює нулю. Зміна потенціалу між двома точками ділянки ланцюга характеризується різницею потенціалів або напругою. Тому згідно з другим законом Кірхгофа алгебраїчна сума напруг всіх ділянок замкнутого контуру дорівнює нулю

$$\sum_i U_i = 0. \quad (2.2)$$

Стосовно до схем заміщення з джерелами ЕРС, другий закон Кірхгофа можна сформулювати таким чином: алгебраїчна сума напруг на резистивних елементах замкнутого контуру дорівнює алгебраїчній сумі ЕРС, що входять в цей контур

$$\sum_k R_k I_k = \sum_i E_i. \quad (2.3)$$

При складанні рівнянь (2.2) і (2.3) складові записують зі знаком плюс в разі, коли напрямок обходу контуру збігається з напрямком відповідно напруги, струму або ЕРС. В іншому випадку складові записуються з знаком мінус.

Другим законом Кірхгофа часто користуються для визначення напруги між будь-якою парою вузлів електричного кола.

2.2. Еквівалентне перетворення послідовного з'єднання пасивних ділянок електричного кола

Послідовним з'єднанням елементів називають з'єднання, при якому струм в кожному елементі один і той же (див. рис. 2.1).

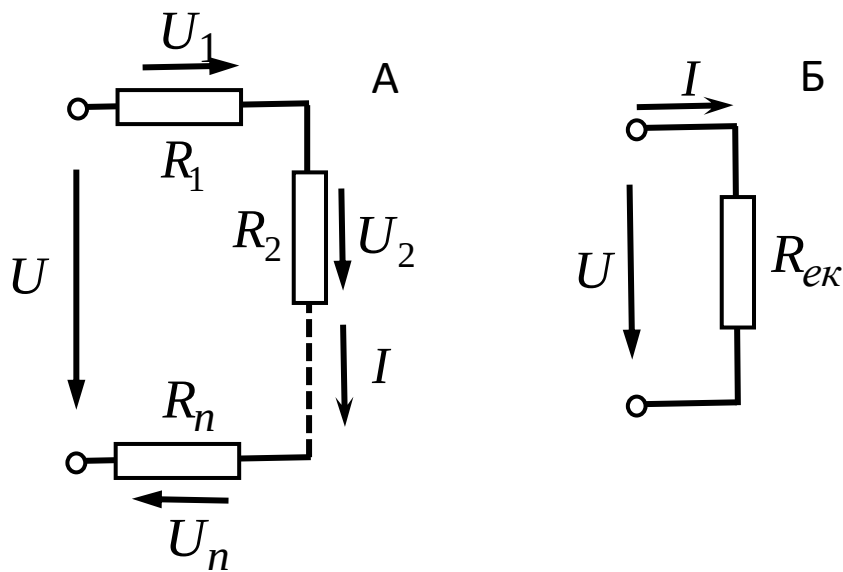


Рис 2.1. Схема з послідовним з'єднанням елементів (А) і її еквівалентна схема (Б)

Замінімо ці елементи одним еквівалентним та запишемо рівняння за другим законом Кірхгофа для обох схем

$$R_1 I + R_2 I + \dots + R_n I = U, \quad (2.4)$$

$$R_{ек} I = U. \quad (2.5)$$

Оскільки струми і напруги джерел заданої і еквівалентної схем повинні бути однаковими, то можна зробити висновок, що потужність електричного кола не зміниться, якщо послідовно з'єднані елементи замінити одним елементом з опором, рівним сумі опорів окремих елементів

$$R_{ек} = R_1 + R_2 + \dots + R_n = \sum_k R_k. \quad (2.6)$$

Для послідовного з'єднання елементів можна згадати такі властивості.

1. Струм в ланцюзі і напруги на його елементах залежать від опору кожного з елементів ланцюга. У разі, коли будь-який з опорів прямує до нескінченності (холостий хід), то $I = 0$, $U_n = U$.
2. Напруга на кожному з послідовно з'єднаних елементів (з кінцевими значеннями опорів) завжди менше вхідного ($U_k < U$) і, отже, послідовний ланцюг може служити дільником напруги. При роботі двигунів постійного струму послідовно з ланцюгом якоря включають реостати для обмеження пускового струму і регулювання частоти обертання. Послідовним включенням додаткових резисторів до вольтметра розширюють межі його вимірювання.

2.3. Еквівалентне перетворення паралельного з'єднання пасивних ділянок електричного кола

Паралельним з'єднанням називають з'єднання, при якому всі ділянки ланцюга приєднуються до однієї пари вузлів, тобто знаходяться під впливом однієї напруги U (див. рис. 2.2).

Струм в кожній гілці визначається цією напругою U опором R або провідністю G

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = G_1 U, \quad I_2 = \frac{U}{R_2} = G_2 U, \quad \dots, \quad I_n = \frac{U}{R_n} = G_n U. \quad (2.7)$$

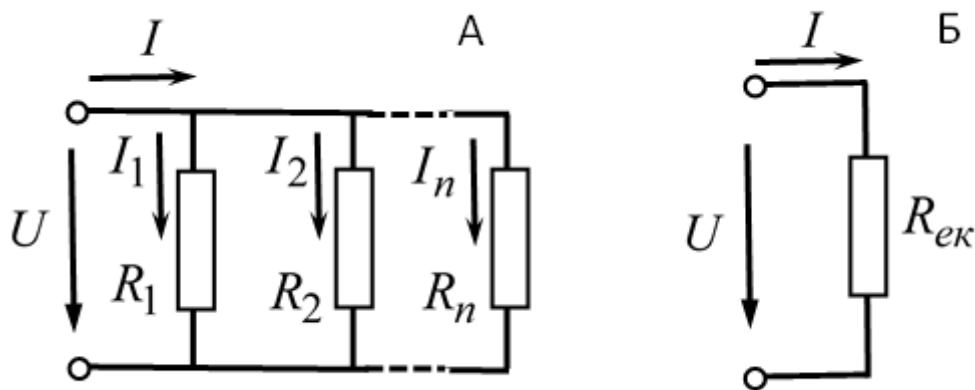


Рис. 2.2. Схема з паралельним з'єднанням елементів (А)
та її еквівалентна схема (Б)

Схема заміщення з n паралельно включеними резистивними елементами може бути замінена однією еквівалентною схемою з одним резистивним елементом.

Умови еквівалентності будуть дотримані, якщо струм еквівалентної схеми буде дорівнює струму в нерозгалуженій частині ланцюга

$$I = I_1 + I_2 + \dots + I_n. \quad (2.8)$$

Підставимо в це рівняння значення струмів

$$\frac{U}{R_{ек}} = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \dots + \frac{U}{R_n}. \quad (2.9)$$

З (2.9) отримуємо формулу для еквівалентного опору

$$\frac{1}{R_{ек}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} = \sum_k \frac{1}{R_k} \quad (2.10)$$

або для еквівалентної провідності

$$G_{ек} = G_1 + G_2 + \dots + G_n = \sum_k G_k. \quad (2.11)$$

Потужність електричного кола не зміниться, якщо паралельно з'єднані елементи замінити одним еквівалентним опором з провідністю, яка дорівнює сумі провідностей окремих елементів.

Як властивості паралельного з'єднання можна згадати такі властивості.

1. Еквівалентний опір паралельно з'єднаних елементів завжди менше найменшого з опорів гілок. Якщо паралельно з'єднані n гілок з однаковим опором, то їх еквівалентний опір буде в n разів менше опору кожної гілки.
2. Струм в кожній з гілок завжди менше струму джерела (струму в нерозгалуженій частині ланцюга) і, отже, паралельний ланцюг може служити ділянком струму. Ця властивість дозволяє розширити межі вимірювання амперметра.

2.4. Еквівалентне перетворення змішаного з'єднання пасивних ділянок електричного кола

Змішаним з'єднанням елементів називають поєднання їх послідовних і паралельних з'єднань. Як приклад можна розглянути змішане з'єднання на рис. 2.3.

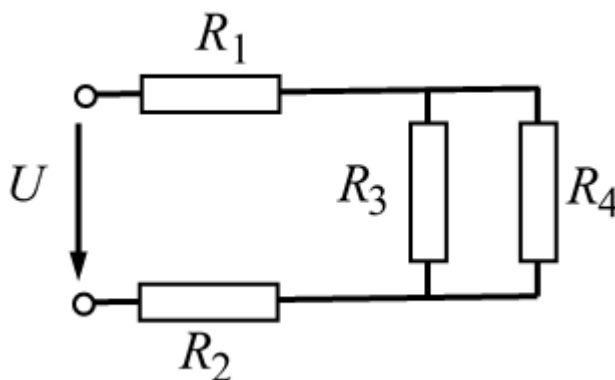


Рис. 2.3. Схема ланцюга зі змішаним підключенням елементів

Еквівалентний опір наведеної схеми дорівнює

$$R_{ек} = R_1 + \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)^{-1} + R_2 = R_1 + R_2 + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}. \quad (2.12)$$

2.5. Метод еквівалентних перетворень

За допомогою законів Кірхгофа можна розрахувати будь-який електричний ланцюг, в тому числі ланцюг постійного струму з одним джерелом електричної енергії. Однак в цьому випадку немає необхідності складати систему рівнянь за законами Кірхгофа і вирішувати її. В цьому випадку можна використовувати метод еквівалентних перетворень. Для вирішення завдання окремі ділянки електричного кола з послідовно або паралельно з'єднаними елементами замінюють одним еквівалентним елементом. Поступовим перетворенням ділянок схему електричного кола спрощують і призводять до найпростішої схеми, що складається з послідовно з'єднаних джерела електричної енергії і одного еквівалентного пасивного елемента. Таке спрощення дозволяє визначити значення опорів, струмів і напруг на всіх ділянках ланцюга.

2.6. Аналіз розгалуженого ланцюга з кількома джерелами за допомогою законів Кірхгофа

Аналіз і розрахунок будь електричного кола можна провести за допомогою першого і другого законів Кірхгофа. Розглянемо як приклад застосування законів Кірхгофа для визначення струмів всіх гілок схеми, зображеної на рис. 2.4, якщо опір і ЕРС всіх елементів відомі.

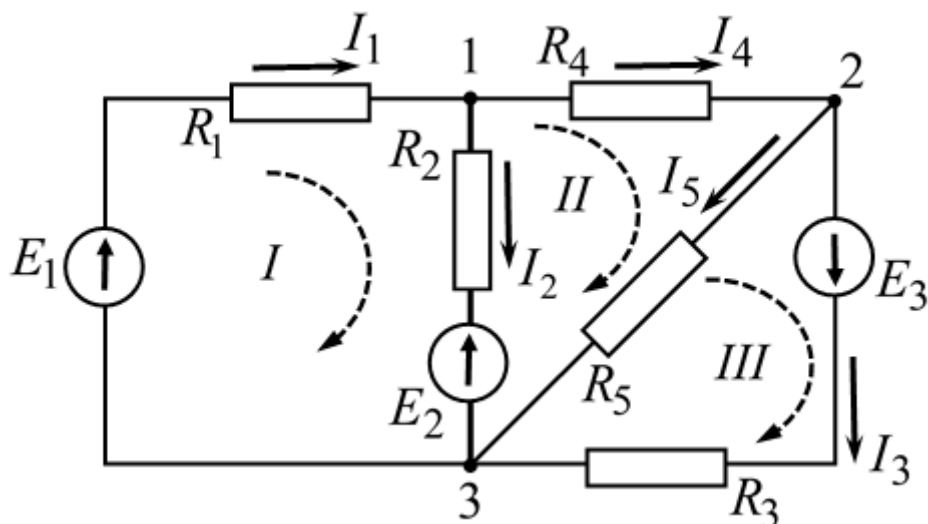


Рис. 2.4. Схема розгалуженого ланцюга постійного струму

Рекомендується наступний порядок складання рівнянь за законами Кірхгофа: визначають число гілок, вузлів і незалежних контурів; встановлюють число незалежних рівнянь за першим законом Кірхгофа; інші рівняння складаються за другим законом Кірхгофа.

За першим законом Кірхгофа можна скласти $y - 1$ незалежних рівнянь, де y – це кількість вузлів схеми. Схема електричного кола на рис. 2.4 має п'ять гілок і три вузла. Кількість рівнянь, що складаються за другим законом Кірхгофа, має дорівнювати кількості незалежних контурів. Незалежним контуром називають контур, в який входить хоча б одна нова гілка.

Система рівнянь має вигляд:

$$-I_1 + I_2 + I_4 = 0 \quad (\text{вузол 1}), \quad (2.13)$$

$$I_3 - I_4 + I_5 = 0 \quad (\text{вузол 2}), \quad (2.14)$$

$$R_1 I_1 + R_2 I_2 = E_1 - E_2 \quad (\text{контур I}), \quad (2.15)$$

$$-R_2 I_2 + R_4 I_4 + R_5 I_5 = E_2, \quad (\text{контур II}), \quad (2.16)$$

$$R_3 I_3 - R_5 I_5 = E_3 \quad (\text{контур III}). \quad (2.17)$$

Вирішуючи систему рівнянь (2.13) - (2.17), можна визначити всі п'ять невідомих струмів. Якщо в результаті рішення виходять від'ємні значення струмів, то це означає, що справжні напрямки струмів в гілках ланцюга протилежні тим напрямкам, для яких складалися рівняння.

Правильність розрахунку струмів в гілках електричного кола може бути перевірена за допомогою рівняння балансу потужностей джерел і приймачів електричної енергії

$$\sum_i P_{дж,i} = \sum_k P_{П,k} \quad (2.18)$$

У рівнянні (2.18) ліва частина характеризує потужність джерел (добуток EI для джерела напруги і JU для джерела струму), а права – потужність активних (добуток EI) і пасивних (добуток RI^2) приймачів електричної енергії.

2.7. Метод контурних струмів

В електротехніці і промисловій електроніці часто знаходять застосування складні електричні ланцюги з декількома активними і пасивними елементами. Якщо такий ланцюг містить багато вузлів і контурів, то розрахунок ланцюга на основі першого і другого законів Кірхгофа буде пов'язаний з рішенням великого числа рівнянь. Вводячи поняття контурних струмів, можна звести рівняння, складені за законами Кірхгофа, до системи рівнянь, складених лише для незалежних контурів, тобто виключити рівняння, складені за першим законом Кірхгофа. Завдяки цьому можна знизити порядок системи рівнянь.

Розглянемо схему на рис. 2.4, яка має три незалежних контури I, II, III. Будемо вважати, що в кожному контурі є свій контурний струм I_I , I_{II} , I_{III} . Нехай напрямки цих струмів будуть однаковими - за годинниковою стрілкою. Зіставляючи напрямки контурних струмів з струмами гілок, можна показати,

що значення контурних струмів збігаються зі значеннями дійсних струмів тільки в зовнішніх гілках

$$I_1 = I_I, \quad I_3 = I_{III}, \quad I_4 = I_{II}. \quad (2.19)$$

Струми суміжних гілок дорівнюють різниці контурних струмів сусідніх контурів

$$I_2 = I_I - I_{II}, \quad I_5 = I_{II} - I_{III}. \quad (2.20)$$

Таким чином за відомими контурними струмами легко можна знайти дійсні струми гілок.

Для визначення контурних струмів ланцюга, який представлений на рис. 2.4, необхідно скласти для трьох контурів рівняння

$$(R_1 + R_2)I_I - R_2I_{II} = E_1 - E_2, \quad (2.21)$$

$$-R_2I_I + (R_2 + R_4 + R_5)I_{II} - R_5I_{III} = E_2, \quad (2.22)$$

$$-R_5I_{II} + (R_3 + R_5)I_{III} = E_3. \quad (2.23)$$

У загальному випадку систему (2.21) - (2.23) можна представити у вигляді

$$R_{11}I_I - R_{12}I_{II} - R_{13}I_{III} = E_I, \quad (2.24)$$

$$-R_{21}I_I + R_{22}I_{II} - R_{23}I_{III} = E_{II}, \quad (2.25)$$

$$-R_{31}I_I - R_{32}I_{II} + R_{33}I_{III} = E_{III}, \quad (2.26)$$

де $R_{11}, R_{22}, R_{33}, \dots$ – контурні опори; E_I, E_{II}, E_{III} – контурні ЕРС.

Вирішуючи цю систему рівнянь, можна знайти контурні струми, а по ним – шукані струми гілок: I_1, I_2, I_3, I_4, I_5 .

2.8. Метод міжвузлової напруги

У реальних електричних ланцюгах постійного струму дуже часто кілька джерел і приймачів електричної енергії включаються паралельно (рис. 2.5). Вважаючи додатними напрямки струмів I_1, I_2, I_3 від вузла A до вузла B ,

запишемо вирази для цих струмів, використовуючи закон Ома для активної гілки

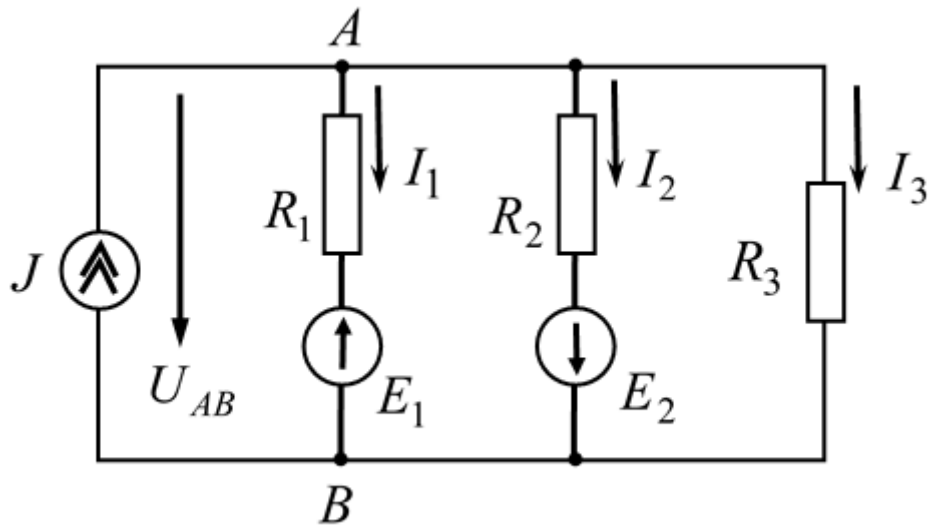


Рис. 2.5. Схема заміщення ланцюга з двома вузлами

$$I_1 = \frac{-E_1 + U_{AB}}{R_1}, \quad (2.27)$$

$$I_2 = \frac{E_2 + U_{AB}}{R_2}, \quad (2.28)$$

$$I_3 = \frac{U_{AB}}{R_3}. \quad (2.29)$$

Підставляючи ці вирази в рівняння, складене за першим законом Кірхгофа

$$-J + I_1 + I_2 + I_3 = 0. \quad (2.30)$$

Знаходимо напругу між вузлами A і B

$$U_{AB} = \frac{\left(\frac{E_1}{R_1} - \frac{E_2}{R_2} + J \right)}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right)}. \quad (2.31)$$

Якщо схема містить k джерел струму та m джерел ЕРС, то напруга U_{AB} між вузлами дорівнює

$$U_{AB} = \frac{\sum_{i=1}^m G_i E_i + \sum_{j=1}^k J_j}{\sum_{i=1}^n G_i}. \quad (2.32)$$

Добутки $G_i E_i$ і J_j беруться зі знаком плюс, коли E_i і J_j спрямовані до вузла, потенціал якого умовно прийнятий за більш додатний (до вузла з першим індексом).

Питання до розділу 2

1. Сформулюйте другий закон Кірхгофа по відношенню до схем заміщення з джерелами ЕРС.
2. Чи можна використовувати електричний ланцюг з паралельно з'єднаними пасивними елементами в якості подільника напруги? Обґрунтуйте відповідь.
3. Чи вірно твердження, що напруга на кожному з послідовно з'єднаних елементів електричного кола дорівнює вхідної напрузі?
4. Перелічіть властивості електричного кола з паралельним з'єднанням пасивних елементів.
5. Запишіть формулу для еквівалентної провідності електричного кола з паралельним з'єднанням пасивних елементів.
6. Скільки незалежних рівнянь можна скласти за першим законом Кірхгофа?
7. Наведіть визначення незалежного контуру.
8. Дайте короткий опис сутності методу контурних струмів.

9. Чи можна використовувати метод міжвузлової напруги для електричного кола з послідовним з'єднанням елементів? Обґрунтуйте відповідь.
10. Запишіть формулу для міжвузлової напруги гілки ланцюга, що містить k джерел струму і m джерел ЕРС.

РОЗДІЛ 3. ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ЗМІННОГО СТРУМУ: ПАРАМЕТРИ ЗМІННОГО СТРУМУ; ЕЛЕКТРИЧНІ ПРИЙМАЧІ

3.1. Ідеальні елементи ланцюга змінного струму. Схеми заміщення

Сучасна електроенергетика базується в основному на змінному струмі. Електромагнітні процеси в ланцюгах змінного струму виявляються складнішими, ніж в ланцюгах постійного струму. Крім іншого в ланцюгах змінного струму необхідно враховувати, як струми зміщення, так і ЕРС самоіндукції, що також ускладнює розрахунки. У даній лекції розглядаються лінійні електричні кола тільки при синусоїдальній формі зміни в часі електричних і магнітних величин. Такі ланцюги знаходять найбільше застосування в електротехнічній практиці.

При аналізі ланцюгів синусоїдального струму виділяють ідеальний резистивний елемент (R -елемент), для якого можна знехтувати індуктивністю L і ємністю C і не можна знехтувати опором R . Параметр резистивного елемента R визначає відповідно до закону Ома зв'язок миттєвих значень струму i і напруги u

$$u = Ri. \quad (3.1)$$

Опір R резистивного елемента в колі змінного струму прийнято називати активним опором.

Розглянемо конденсатор, який характеризується ємністю C ($[C] = \Phi$). Магнітним полем струмів зміщення конденсатора можна знехтувати аж до дуже високих частот. Електрична енергія, що втрачається в конденсаторі на нагрів досконалого діелектрика, також дуже мала, тому енергетичні процеси практично визначаються тільки явищами, що відбуваються в електричному полі. При таких припущеннях конденсатор називають ідеальним ємнісним елементом ланцюга змінного струму або C -елементом. Зв'язок між миттєвими значеннями струму і напруги для C -елемента визначається співвідношенням

$$i = C \frac{du}{dt}. \quad (3.2)$$

Розглянемо індуктивну котушку. На промисловій частоті струми зміщення між витками котушки незрівнянно менше струму провідності в ній, тобто міжвитковою ємністю котушки можна знехтувати. Електрична енергія, що виділяється в котушці за рахунок нагріву проводу обмотки, як правило, невелика і в багатьох практичних випадках нею також можна знехтувати. При таких припущеннях індуктивну котушку називають ідеальним індуктивним елементом або L -елементом. Параметром ідеального індуктивного елемента є індуктивність L ($[L] = \Gamma n$). Зв'язок між миттєвими значеннями струму і ЕРС самоіндукції E_s визначається виразом

$$E_s = -L \frac{di}{dt}. \quad (3.3)$$

3.2. Параметри синусоїдальних електричних величин

Значення змінних електричних величин в будь-який момент часу називають миттєвими і позначають малими літерами. Синусоїдальна величина є періодичною функцією часу t кутовий частоти ω ($[\omega] = \text{рад}/\text{с}$) (або фазового кута ωt). Періоду часу T ($[T] = \text{с}$) відповідає фазовий кут, який

дорівнює 2π . Величину, зворотну періоду називають частотою і позначають символом f ($[f] = \text{Гц}$). Частоті $f = 50$ Гц, яку називають промисловою частотою, відповідає період $T = 0,02$ с і кутова частота $\omega = 2\pi f = 314 \text{ рад/с}$.

Аналітичний вираз миттєвого значення струму має вигляд

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i), \quad (3.4)$$

де I_m це амплітуда струму; $(\omega t + \psi_i)$ це фаза; ψ_i це початкова фаза (в даному випадку – для миттєвого струму).

При спільному розгляді декількох синусоїдальних величин однієї частоти зазвичай цікавляться фазовими співвідношеннями, тобто різницею фазових кутів, яка має назву кута зсуву фаз. Синусоїду з великим значенням початкової фази прийнято називати випереджальною, а з меншою – відстаючою. Якщо різниця фаз дорівнює $\pm\pi$, то кажуть, що синусоїдальні величини протилежні по фазі.

У практиці застосування змінних струмів широко використовується поняття діючого значення змінної величини. Діючим значенням називають середньоквадратичне значення змінної квадратичної величини за період. Наприклад, для діючого значення струму можна записати

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}. \quad (3.5)$$

Діюче значення струму має наступний фізичний смисл: енергетична дія синусоїдального струму (3.4) еквівалентна енергетичній дії постійного струму, сила якого дорівнює середньоквадратичному значенню змінного струму згідно (3.5).

Взаємозв'язок між діючими (запис без індексу) і амплітудними (індекс «m») значеннями струму, напруги ЕРС має вигляд

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}, \quad U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}, \quad E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}. \quad (3.6)$$

Усі вимірювальні прилади для змінного струму показують діючі значення. Тому при подальшому розгляді теми ми будемо здебільше оперувати діючими значеннями струмів, напруг та ЕРС.

Для спрощення рішення рівнянь в електротехніці широко використовується апарат комплексних чисел. Для комплексних (позначення - точка над символом) діючих значень струму, напруги і ЕРС можна записати

$$\dot{I} = Ie^{j\psi_i}, \quad \dot{U} = Ue^{j\psi_u}, \quad \dot{E} = Ee^{j\psi_e}, \quad (3.7)$$

де $j = \sqrt{-1}$; ψ_i , ψ_u , ψ_e це початкові фази для миттєвих струму, напруги і ЕРС, відповідно.

Комплексний опір визначається наступним чином

$$\dot{Z} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}}. \quad (3.8)$$

Модуль Z комплексного опору $\dot{Z}$ має назву повного опору і дорівнює відношенню діючих напруги і струму

$$Z = \frac{U}{I}. \quad (3.9)$$

Аргумент φ комплексного опору дорівнює різниці початкових фаз напруги і струму

$$\varphi = \psi_u - \psi_i. \quad (3.10)$$

Аналогічно закону Ома для постійного струму можна записати закон Ома в комплексній формі

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}}. \quad (3.11)$$

3.3. Векторні діаграми

Комплексні зображення синусоїдальних електричних величин можна представити графічно. На комплексній площині в системі координат з ортами $+1$ і $+j$, якими позначені додатні дійсна і уявна піввісь, будують комплексні вектори $\dot{I}$ і $\dot{U}$ (див. рис. 3.1).

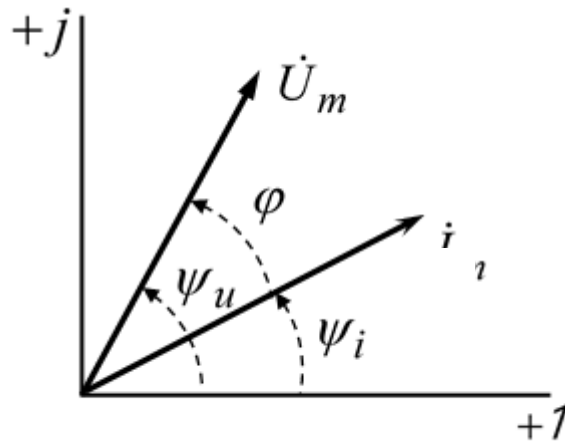


Рис. 3.1. Приклад побудови векторної діаграми

Довжина вектора пропорційна в обраному масштабі модулю комплексного діючого значення. Кутове положення вектора щодо додатної дійсної півосі визначається аргументом комплексного діючого значення. При цьому відлік додатного кута ведуть проти годинникової стрілки. Такий геометричний образ комплексних діючих значень синусоїдальних функцій називається векторною діаграмою. Зручність векторних діаграм полягає в тому, що операції додавання комплексних величин на векторних діаграмах виглядають як операції додавання векторів.

Розглянемо електричний ланцюг з R -елементом, який підключений до джерела синусоїдальної напруги $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \psi_u)$; тут миттєва напруга виражена через її діюче значення. Миттєвий струм в резистивному елементі дорівнює

$$i = \frac{u}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{2} U \sin(\omega t + \psi_u) = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \psi_i). \quad (3.12)$$

Отже, струм і напруга в даному випадку мають однакову частоту і збігаються по фазі, а співвідношення між діючими значеннями визначається законом Ома

$$U = RI, \quad \psi_i = \psi_u, \quad \varphi = \psi_u - \psi_i = 0. \quad (3.13)$$

Векторна діаграма має в даному випадку вид

$$\begin{array}{c} \dot{U} = R\dot{I} \quad \dot{I} \\ \xrightarrow{\hspace{1.5cm}} \\ \varphi = 0 \end{array}$$

Рис. 3.2. Векторна діаграма ланцюга з R -елементом

Розглянемо енергетичні процеси в ланцюзі з R -елементом. Роботу, що здійснюються в ланцюзі, характеризують миттєвою потужністю p

$$p = ui = \sqrt{2} U \sin \omega t \sqrt{2} I \sin \omega t = 2UI \sin^2 \omega t = UI(1 - \cos 2\omega t). \quad (3.14)$$

Миттєва потужність змінюється з кутовою частотою 2ω в межах від 0 до $2UI$; середнє значення миттєвої потужності резистивного елемента складає UI . Тобто, в резистивному елементі електричний струм виконує роботу. Тому резистивні елементи в колах змінного струму називають активними.

Розглянемо електричний ланцюг з L -елементом, який підключений до джерела синусоїдального струму $i = \sqrt{2} I \sin(\omega t + \psi_i)$. Потокозчеплення дорівнюватиме

$$\Psi = Li = L\sqrt{2} I \sin(\omega t + \psi_i) = \Psi_m \sin(\omega t + \psi_\Psi), \quad (3.15)$$

де ψ_Ψ це початкова фаза потокозчеплення. Тоді для миттєвої ЕРС самоіндукції e_L можна записати

$$e_L = -L \frac{d\psi}{dt} = -L\omega\sqrt{2}I \cos(\omega t + \psi_i) = \sqrt{2}E_L \sin\left(\omega t + \psi_i - \frac{\pi}{2}\right). \quad (3.16)$$

З рівняння (3.16) видно, що ЕРС відстає по фазі від струму на чверть періоду. Векторна діаграма має в даному випадку вид

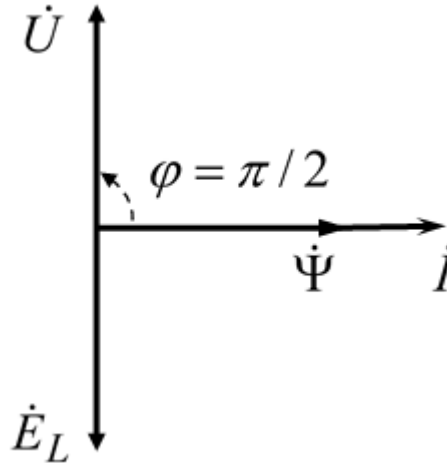


Рис. 3.3. Векторна діаграма ланцюга з L -елементом

ЕРС самоіндукції визначає різницю потенціалів на затискачах елемента. Отже, діючи значення струму і напруги пов'язані співвідношенням $U = \omega LI$. Величину ωL , що має розмірність Ом, позначають X_L і називають індуктивним опором. Тоді можна записати закон Ома для діючих значень струму і напруги індуктивного елемента

$$U = X_L I. \quad (3.17)$$

Миттєва потужність індуктивного елемента

$$p = ui = 2U_m I_m \sin \omega t \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = UI \sin 2\omega t. \quad (3.18)$$

Миттєва потужність змінюється з кутовою частотою 2ω в межах від $-UI$ до UI ; середнє значення миттєвої потужності резистивного елемента дорівнює 0. Тобто, у ланцюзі з ідеальним індуктивним елементом не здійснюється робота, а відбувається лише періодичний обмін енергією між

джерелом і магнітним полем індуктивного елемента. Індуктивні елементи в колах змінного струму називають реактивними.

Розглянемо електричний ланцюг з C -елементом, який підключений до джерела синусоїдальної напруги $u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$. Змінна різниця потенціалів буде викликати перерозподіл заряду $q = Cu$ і, отже, в ланцюзі виникає струм

$$\begin{aligned} i &= \frac{dq}{dt} = \frac{Cdu}{dt} = C\omega\sqrt{2}U \cos(\omega t + \psi_u) = \\ &= C\omega U \sin\left(\omega t + \psi_u + \frac{\pi}{2}\right) = \sqrt{2}I \sin(\omega t + \psi_i), \end{aligned} \quad (3.19)$$

де $I = \omega CU$, $\psi_i = \psi_u + \frac{\pi}{2}$.

З рівняння (3.19) випливає, що струм випереджає напругу на чверть періоду. Векторна діаграма в цьому випадку має вигляд

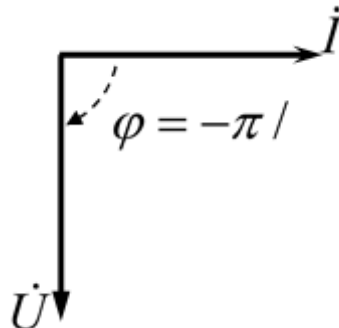


Рис. 3.4. Векторна діаграма ланцюга з C -елементом

Закон Ома для діючих значень струму і напруги ємнісного елемента має вигляд

$$U = X_C I, \quad (3.20)$$

де $X_C = \frac{1}{\omega C}$ це ємнісний опір.

Миттєва потужність ємнісного елемента

$$p = ui = 2UI \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \sin \omega t = -UI \sin 2\omega t. \quad (3.21)$$

У ланцюзі з ідеальним ємнісним елементом також не здійснюється робота, а відбувається лише періодичний обмін енергією між джерелом і електричним полем ємнісного елемента. Ємнісні елементи в колах змінного струму теж називають реактивними.

Питання до розділу 3

1. Чи можна використовувати співвідношення $X_L \gg R$ для ідеального резистивного елемента?
2. Наведіть визначення ідеального ємнісного елемента.
3. Запишіть рівняння для взаємозв'язку між миттєвими значеннями струму і ЕРС самоіндукції.
4. Запишіть формулу для взаємозв'язку між діючими і амплітудними значеннями ЕРС.
5. Сформулюйте закон Ома в комплексній формі для діючих значень.
6. Як співвідносяться частоти зміни в часі миттєвої потужності і напруги в ланцюзі з R -елементом?
7. Сформулюйте закон Ома для електричного кола з R -елементом.
8. Вкажіть взаємозв'язок між фазами миттєвих ЕРС і струму в електричному ланцюзі з L -елементом.
9. Який вигляд має графік залежності X_L від ω ?

РОЗДІЛ 4. ЛІНІЙНІ ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ЗМІННОГО СТРУМУ: РЕЗОНАНСНІ ЯВИЩА; ПОТУЖНІСТЬ.

4.1. Нерозгалужене коло змінного струму з активним опором, індуктивністю та ємністю

На рис. 4.1. представлено нерозгалужене коло з активним опором, реальним індуктивним елементом та ємністю.

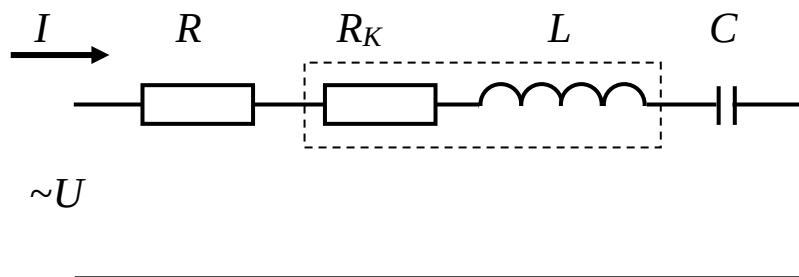


Рис. 4.1. Нерозгалужене коло змінного струму

Визначимо струм у колі, зсув фаз між струмом та напругою, а також спадання напруги на кожному з елементів окремо. Повний опір кола для рис. 4.1 розраховується за формулою:

$$Z = \sqrt{(R + R_k)^2 + (X_L - X_C)^2}. \quad (4.1)$$

Діюче значення струму, що тече у колі можна визначити за законом Ома:

$$I = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{(R + R_k)^2 + (X_L - X_C)^2}}. \quad (4.2)$$

Різницю фаз струму у колі та напруги, яка підведена до кола, визначимо за формулою:

$$\varphi = \arctg \frac{X_L - X_C}{R + R_k}. \quad (4.3)$$

Визначимо діючі значення падінь напруги на окремих елементах кола:

$$\begin{aligned}
 U_R &= I \cdot R \\
 U_k &= I \cdot Z_k, \\
 U_C &= I \cdot X_C
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

де Z_k - повний опір реального індуктивного елемента, U_k - напруга на котушці.

$$Z_k = \sqrt{R_k^2 + X_L^2}.$$
(4.5)

Різниця фаз між струмом та напругою на окремих елементах становить: на резисторі $\varphi_R = 0$; на ємності $\varphi_C = -90^\circ$; на реальному індуктивному елементі зсув фаз зустрічається за формулою:

$$\varphi_k = \arctg \frac{X_L}{R_k}.$$
(4.6)

Побудуємо векторну діаграму струму та напруг у колі. Для цього візьмемо в якості опорного вектор струму I , який є однаковим для всіх елементів кола. Оберемо зручний масштаб для розрахованих попередньо напруг U_R , U_k , U_C . Відкладемо вектори напруг під відповідними кутами до вектора струму, після чого знайдемо їх векторну суму $\vec{U}$, як показано на рис. 4.2.

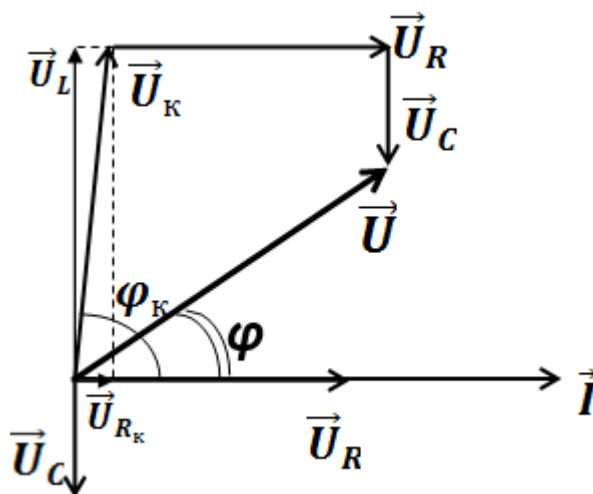


Рис.4.2. Векторна діаграма струму та напруг у нерозгалуженому колі

На рис. 4.2. показано також розкладання вектора напруги на котушці на дві складові: активну $\vec{U}_{Rk}$ та реактивну $\vec{U}_L$. А також представлений випадок, коли різниця фаз струму та напруги на вході в коло $\varphi > 0$. Тоді кажуть, що коло в цілому має індуктивно-активний характер, при цьому $X_L > X_C$.

Якщо виявиться, що у колі $X_C > X_L$, то різниця фаз $\varphi < 0$, а коло в цілому має активно-ємнісний характер. Окремий інтерес являє собою випадок коли різниця фаз струму та напруги відсутня.

4.2. Резонанс напруг

Режим роботи нерозгалуженого кола змінного струму, при якому різниця фаз струму та напруги дорівнює нулю, носить назву резонанс напруг.

Причиною виникнення резонансу напруг є рівність індуктивного та ємнісного опорів $X_L = X_C$. Звідки випливає рівність напруг на індуктивному та ємнісному елементах $U_L = U_C$. Значення U_L та U_C можуть бути дуже великими, але вони діють у протифазах тому компенсують одне одного, а загальна напруга кола дорівнює напрузі на активному елементі U_R . Векторна діаграма струму та напруг, що відповідає явищу резонансу напруг, представлена на рис. 4.3.

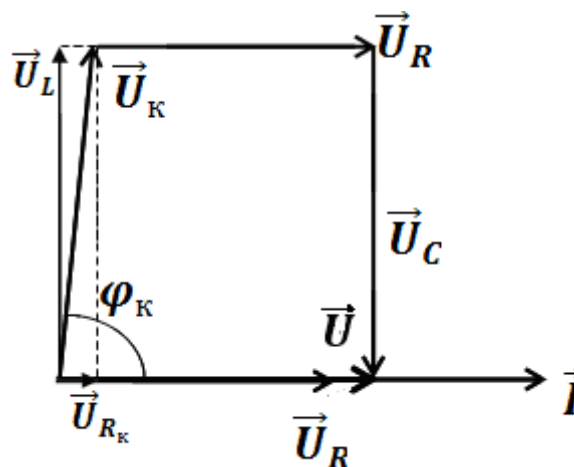


Рис.4.3. Векторна діаграма струму та напруг при резонансі напруг

При відомих значеннях L , C резонанс напруг у колі виникає при резонансній частоті $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. При резонансі напруг повний опір кола є мінімальним для даного кола і дорівнює активному опорі, струм у колі набуває максимального значення. Резонанс у колі можна досягнути двома шляхами: зміною параметрів L , C при постійній частоті джерела, або зміною частоти джерела при незмінних параметрах L , C .

4.3. Розгалужене коло з активним опором, індуктивністю та ємністю

4.3.1. Розрахунок розгалуженого кола

Розглянемо розгалужене електричне коло, що має дві паралельні гілки, і представлено на рис.4.4.

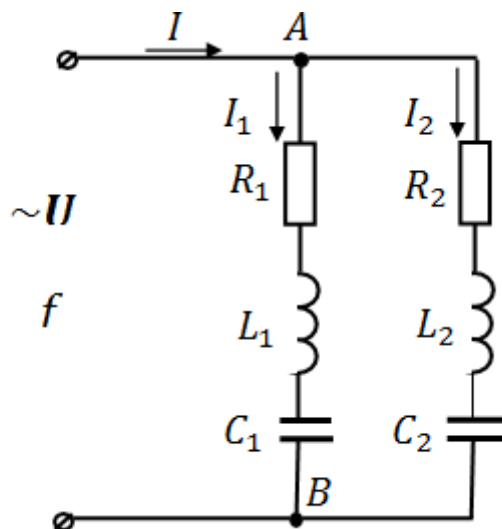


Рис.4.4. Розгалужене коло змінного струму

Коло увімкнене до джерела змінної напруги. Кожна з гілок складається з резистора, індуктивного та ємнісного елементів, що з'єднані між собою послідовно. Напруга під якою знаходиться кожна з гілок кола, дорівнює напрузі джерела струму. Повні опори гілок кола можна розрахувати за формулою:

$$Z_i = \sqrt{R_i^2 + (X_{L_i} - X_{C_i})^2}. \quad (4.7)$$

Струми гілок електричного кола знайдемо із закону Ома:

$$I_i = \frac{U}{Z_i}. \quad (4.8)$$

Різницю фаз між напругою та струмом у гілках можна за формулою:

$$\varphi_i = \arctg \frac{X_{L_i} - X_{C_i}}{R_i}. \quad (4.9)$$

Для побудови векторної діаграми оберемо в якості опорного вектора вектор напруги $\vec{U}$, оскільки вона однакова для обох гілок схеми. Оберемо масштаб струму та відкладемо $\vec{I}_1$ та $\vec{I}_2$ під кутами відповідно φ_1 та φ_2 до вектора напруги $\vec{U}$

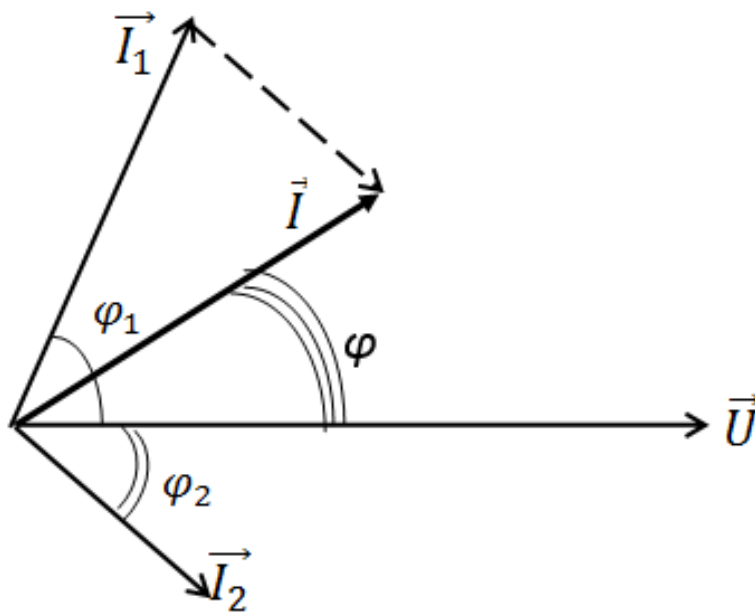


Рис.4.5. Векторна діаграма струмів розгалуженого кола з двох гілок

Графічно знайдемо суму векторів $\vec{I}_1$ та $\vec{I}_2$ - вектор $\vec{I}$. Вимірювши довжину цього вектора, дізнаємось величину струму у нерозгалуженій частині

кола. Одночасно з діаграми можна дізнатися значення кута зсуву фаз між струмом та напругою у нерозгалуженій частині кола.

Зазначимо, що описаний спосіб визначення загального струму та зсуву фаз можна застосувати не лише для кола, що складається з двох паралельних гілок, а для будь-якої кількості гілок. Проаналізувавши рис.4.5. видно, що різниця фаз між загальним струмом і напругою $-\frac{\pi}{2} < \varphi < 0$.

4.3.2. Резонанс струмів

Режим роботи електричного кола з паралельним з'єднанням гілок, при якому різниця фаз між струмом та напругою у нерозгалуженій частині кола дорівнює нулю, і називається резонансом струмів. На рис 4.6. представлено коло у якому паралельно з'єднані індуктивний елемент і конденсатор.

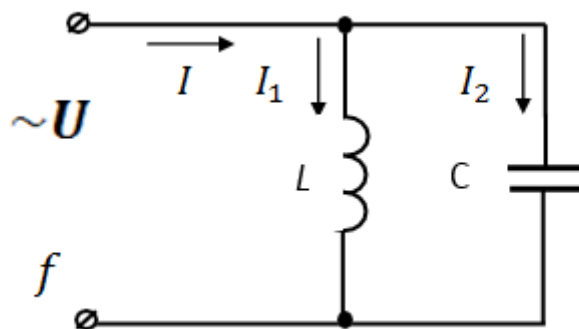


Рис.4.6. Коло з паралельним з'єднанням індуктивного елемента та конденсатора

Умовою виникнення резонансу струмів є рівність індуктивної та ємнісної провідностей гілок кола:

$$b_L = b_C, \quad (4.10)$$

де $b_L = \frac{1}{\omega L}$ – реактивна провідність гілки з індуктивністю; $b_C = \omega C$ – реактивна провідність гілки з ємністю.

Проекція вектора струму на вектор напруги називається активною складовою струму $\vec{I}_a$, а його проекція на напрям, який є перпендикулярним до вектора напруги, називається реактивною складовою струму $\vec{I}_p$, як показано на рис. 4.7

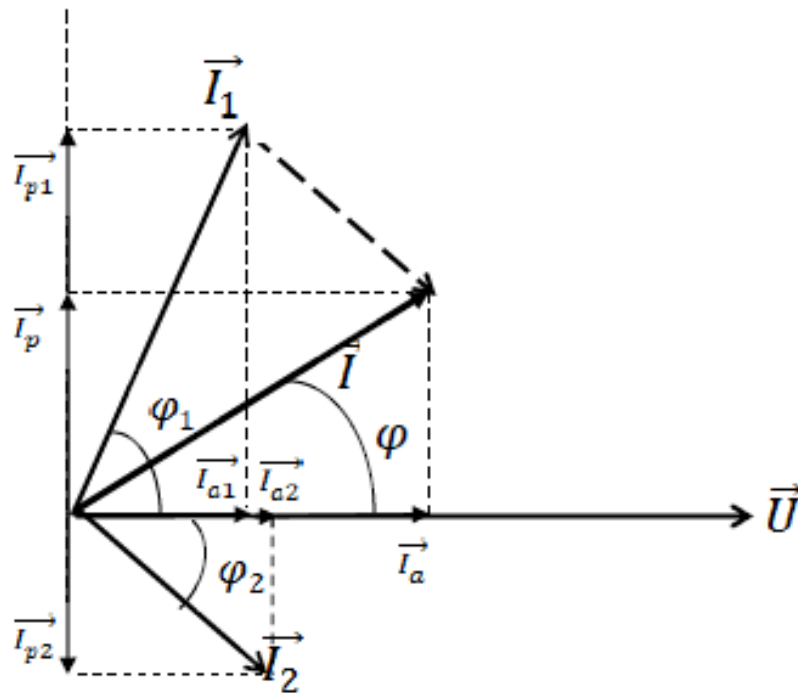


Рис.4.7. Побудова активних та реактивних складових струмів

Сумарний вектор загального струму: $\vec{I} = \vec{I}_a + \vec{I}_p$. Зсув між загальним

струмом та напругою можна розрахувати за формулою: $\varphi = \arctg \frac{I_p}{I_a}$.

Активні та реактивні складові струму можна виразити через діюче значення струму та функції кута різниці фаз наступним чином:

$$\begin{aligned} I_a &= I \cos \varphi \\ I_b &= I \sin \varphi \end{aligned} \quad (4.11)$$

Функція $\cos \varphi$ є додатною в інтервалі $-\frac{\pi}{2} < \varphi < \frac{\pi}{2}$, тому $\vec{I}_a$ має завжди додатне значення. Функція $\sin \varphi$ приймає від'ємні значення $-\frac{\pi}{2} < \varphi < 0$ та додатні значення при $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$. Тому реактивні складові струму можуть приймати як додатні, так і від'ємні значення. Зсув фаз $\varphi = 0$, якщо реактивні складові струмів гілок будуть рівними за величиною та протилежними за знаком.

Таким чином, резонанс струмів у розгалуженому електричному колі настає, коли сума реактивних складових струмів усіх паралельних гілок кола дорівнює нулю.

4.4. Потужність в ланцюгах змінного струму. Коефіцієнт потужності

Розглянемо довільний приймач, який в колі змінного струму має зсув фаз між напругою та струмом, що дорівнює φ . Якщо вважати, що початкова фаза струму через цей приймач дорівнює 0, то початкова фаза напруги буде дорівнювати зсуву фаз φ . Таким чином, вираз для миттєвої потужності прийме наступний вигляд:

$$\begin{aligned} p = iu &= \sqrt{2}I \sin(\omega t) \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi) = \\ &= UI \cdot 2 \sin(\omega t) \sin(\omega t + \varphi) = UI (\cos(-\varphi) - \cos(2\omega t + \varphi)) = \\ &= UI \cos(\varphi) - UI \cos(2\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (4.14)$$

З виразу (4.14) видно, що миттєва потужність має 2 складових. Перша складова, яка дорівнює $UI \cos(\varphi)$, є незмінною в часі. Друга складова, яка дорівнює $UI \cos(2\omega t + \varphi)$, здійснює гармонічні коливання з подвійною частотою струму.

Інтеграл миттєвої потужності за період коливання струму дорівнює роботі, яку за цей час виконує електричний струм. Відношення цієї роботи до періоду коливання є середнім значенням потужності. Знайдемо його, при цьому замість інтегрування по часу t зручно інтегрувати по фазі ωt , маючи на увазі, що за період коливання T фаза змінюється на 2π :

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [UI \cos(\varphi) - UI \cos(2\omega t + \varphi)] d(\omega t) = UI \cos(\varphi) = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} UI \cos(\varphi) d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} UI \cos(2\omega t + \varphi) d(\omega t) = \end{aligned} \quad (4.15)$$

$$= UI \cos(\varphi) \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d(\omega t) - UI \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(2\omega t + \varphi) d(\omega t)$$

Оскільки $\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d(\omega t) = 1$, а $\int_0^{2\pi} \cos(2\omega t + \varphi) d(\omega t) = 0$, остаточно маємо

$$P = UI \cos(\varphi). \quad (4.16)$$

Середнє значення миттєвої потужності дорівнює її незмінній частині. Вона позначається символом P і має назву *активної потужності*. Активна потужність характеризує виконання електричним струмом корисної роботи.

Зробимо ще одне перетворення формули (4.14):

$$\begin{aligned} p &= UI \cos(\varphi) - UI \cos(2\omega t + \varphi) = \\ &= UI \cos(\varphi) - UI \cos(\varphi) \cos(2\omega t) + UI \sin(\varphi) \sin(2\omega t) = \end{aligned} \quad (4.17)$$

$$= P[1 - \cos(2\omega t)] + UI \sin(\varphi) \cos\left(2\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

Таким чином, миттєва потужність здійснює 2 види коливань. По-перше, це коливання навкруги свого середнього значення P з подвійною частотою струму і з амплітудою, яка теж дорівнює P . Друге коливання – це коливання, зсунуте на чверть періоду або на 90° відносно першого, навкруги нульового середнього значення з амплітудою $UI \sin(\varphi)$. Ця амплітуда позначається

символом Q та має назву *реактивної потужності*. Реактивна потужність виникає при наявності в електричному колі реактивних елементів. Вона характеризує циркуляцію енергії між джерелом та реактивним приймачем. За рахунок цієї енергії не може бути виконана ніяка робота.

Одиницею виміру будь-якої потужності, в тому числі реактивної, в системі СІ є Ватт (Вт, W). Однак для того, щоби користувачі електричних мереж легко розрізняли активну потужність від реактивної, для одиниць виміру останній передбачено особливе позначення – VAr або VAR (читається «вольт-ампер реактивний»).

Тепер задамося наступним питанням: якою повинна бути потужність джерела, якщо окрім забезпечення енергії, що витрачається приймачем на виконання корисної роботи, джерело повинно підтримувати в реактивних елементах циркуляцію енергії, яку неможливо використати для виконання роботи? Зрозуміло, що від джерела може знадобитися потужність, більша за активну.

Згадаємо, що активна та реактивна частини миттєвої потужності здійснюють коливання з однією частотою, але з зсувом фаз 90° . Тому можна уявити, що активна потужність P та реактивна потужність Q являються відповідно дійсною та уявною частинами деякої комплексної величини $\dot{S} = P + jQ$. Модуль цієї величини

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (4.18)$$

називається повною потужністю. Повна потужність дозволяє визначити, який струм повинно забезпечити джерело приймачеві, щоб задовольнити його потреби як в виконанні корисної роботи, так і в циркуляції реактивної енергії. Знайдемо S , враховуючи формули для визначення P і Q :

$$\begin{aligned} S &= \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{(UI \cos \varphi)^2 + (UI \sin \varphi)^2} = \\ &= UI \sqrt{(\cos \varphi)^2 + (\sin \varphi)^2} = UI \end{aligned} \quad (4.19)$$

Таким чином, повна потужність в ланцюгах змінного струму є аналогом потужності в ланцюгах постійного струму і дорівнює добутку діючих значень сили струму і напруги. Для того, щоби користувачі електричних мереж легко розрізняли повну потужність від активної та реактивної, для одиниць виміру повної потужності передбачено особливе позначення – ВА або VA (читається «вольт-ампер»).

Тепер задамося наступним питанням: яку долю повної потужності, отриманої від джерела, приймач здатен використати для виконання корисної роботи? Використовуючи формули (4.16) та (4.19) легко показати, що

$$\frac{P}{S} = \frac{UI \cos(\varphi)}{UI} = \cos(\varphi) \quad (4.20)$$

Зазначене співвідношення називається *коефіцієнт потужності*. В вітчизняній традиції коефіцієнт потужності не має особливого позначення. Оскільки він дорівнює косинусу кута між струмом та напругою, то частіше всього його так и називають «*косинус ϕ* ». Англійською мовою коефіцієнт потужності називається «*power factor*», тому в англо-саксонській традиції для нього використовують позначення «*p.f.*».

Коефіцієнт потужності є важливим енергетичним показником електроприймачів. Роль коефіцієнта потужності електричного приймача розглянемо на прикладі спрощеної схеми електропостачання промислового об'єкта (рис 4.8). Припустимо, що джерело (електростанція) постачає електроенергію приймачеві з номінальною активною потужністю P_{Π} і коефіцієнтом потужності $\cos \varphi_{\Pi}$, який розрахований на роботу при номінальній напрузі U , по лінії електроживлення з опором лінії $R_{\text{Л}}$, при цьому опір лінії $R_{\text{Л}}$ є набагато меншим за повний опір приймача. Індуктивним властивостями лінії електроживлення ми знехтуємо, і індуктивний опір лінії не розглядаємо.

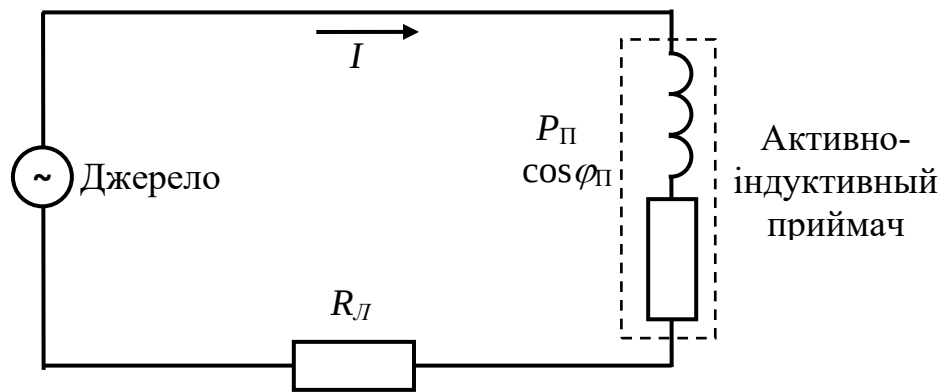


Рис. 4.8. Спрощена схема електропостачання промислового приймача

Для того, щоб приймач споживав номінальну активну потужність P_{Π} , джерело повинно забезпечити в лінії струм $I = \frac{P_{\Pi}}{U \cos \varphi_{\Pi}}$. Протікання цього струму по лінії веде до нагріву провідників; потужність виділення теплоти в лінії буде дорівнювати $P_{\text{Л}} = I^2 R_{\text{Л}} = \frac{P_{\Pi}^2 R_{\text{Л}}}{U^2} \cdot \frac{1}{\cos^2(\varphi_{\Pi})}$. Таким чином, втрати енергії на марний нагрів лінії електроживлення зростають обернено пропорційно квадрату коефіцієнта потужності приймача.

Звідси випливає важливе завдання: забезпечити промисловим об'єктам високі значення коефіцієнта потужності. Це досягається шляхом компенсації реактивної потужності.

4.4.1. Компенсація реактивної потужності

На рис. 4.9. представлено електричне коло з активним та індуктивним елементами, до якого підведена змінна напруга U з частотою f . Вважаємо, що коефіцієнт потужності такого активно-індуктивного приймача менше одиниці і потребує підвищення. Якщо паралельно активно-індуктивному приймачеві підключити ємнісний елемент на провідниках значно меншого опору, ніж опір лінії електропостачання, то циркуляція реактивної енергії буде здійснюватись між індуктивним і ємнісним приймачами, а не між кожним приймачем окремо і

джерелом. При тому, що джерело, як правило, знаходиться на значній відстані від приймача, а ємність ми можемо розташувати поруч, то необхідне співвідношення опорів провідників виконується, і ємність стає своєрідною пасткою для реактивної енергії і зменшує струмові навантаження на лінію електропостачання.

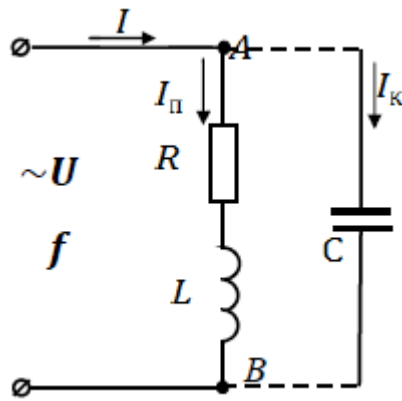


Рис.4.9. Електричне коло з двома паралельними гілками

Такий метод підвищення коефіцієнта потужності має назву «компенсація реактивної потужності». Після паралельного приєднання конденсатора у колі з'являється ще одна гілка, струм якої $\vec{I}_k$. Струм конденсатора випереджає напругу на 90° , як показано на векторній діаграмі на рис. 4.10.

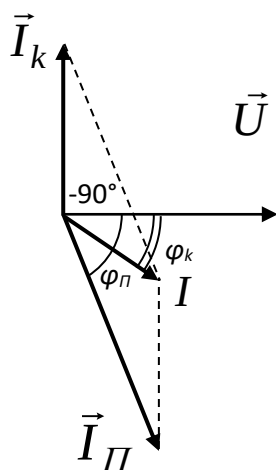


Рис.4.10. Векторна діаграма струмів та напруги кола

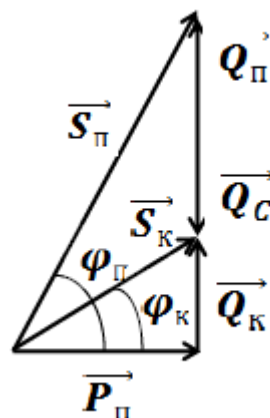


Рис.4.11. Векторна діаграма «трикутник потужностей» для цього же кола

З діаграми видно, що струм $\vec{I}$ менший за струм $\vec{I}_\Pi$, який був у лінії до приєднання конденсатора. Зменшилась також і різниця фаз, тому коефіцієнт потужності електричного кола в цілому збільшився. Важливо зазначити, що після паралельного підключення конденсатора режим роботи приймача не змінився. Але повна потужність, яку споживає коло з електричної мережі, та струм лінії електропередачі від джерела електроенергії, та зсув фаз в цій лінії зменшилися за рахунок того, що частина реактивної потужності, яка обумовлена індуктивністю, тепер компенсована реактивною потужністю конденсатора, що коливається у протилежній фазі з реактивною потужністю індуктивності – це демонструється векторною діаграмою на рис. 4.11, яку називають «трикутник потужностей». На цій діаграмі P_Π – активна потужність приймача, Q_Π – реактивна потужність приймача, S_Π – повна потужність приймача, Q_C – реактивна потужність конденсатора, що компенсує, Q_k – реактивна потужність кола після компенсації; S_k – повна потужність кола після компенсації, φ_Π та φ_k – різниця фаз струму та напруги до та після компенсації, відповідно

Якщо задатися цільовим значенням значення коефіцієнта потужності φ_k , можна розрахувати ємність конденсатора, який необхідно підключити паралельно до наявного активно-індуктивного приймача. Реактивну потужність конденсатора, що компенсує, можна розрахувати за формулою, яка виходить із аналізу трикутника потужностей (рис. 4.11):

$$Q_C = P_\Pi (\operatorname{tg} \varphi_\Pi - \operatorname{tg} \varphi_k). \quad (4.21)$$

Звідки знаходимо ємність конденсатора, що компенсує в бажаній мірі реактивну потужність приймача:

$$C = \frac{Q_C}{2\pi f U^2}, \quad (4.22)$$

Підвищення коефіцієнта потужності призводить до скорочення теплових втрат у електричному колі та зменшує капітальні та експлуатаційні витрати на електротехнічне обладнання. До того ж внаслідок зменшення струму, що тече від джерела електроенергії до приймача, можна використовувати провoda або кабелі з меншою площею поперечного перерізу, що дозволяє економити кольорові метали.

Питання до розділу 4

1. Чому дорівнює повний опір нерозгалуженого кола з резистивним, індуктивним та ємнісним елементами?
2. Що називається резонансом напруг? Що є причиною виникнення резонансу напруг?
3. Як розрахувати повний опір розгалуженого кола?
4. Що називається резонансом струмів? При якій умові виникає резонанс струмів?
5. Які енергетичні процеси описуються активною потужністю, реактивною потужністю, повною потужністю?
6. Чому дорівнюють активна, реактивна та повна потужність у ланцюгах змінного струму?
7. Як розрахувати реактивну потужність конденсатора, котушки індуктивності, резистора?
8. Який фізичний зміст коефіцієнта потужності?
9. До чого може призвести надто низьке значення коефіцієнта потужності в електричній мережі?
10. У чому полягає компенсація реактивної потужності?

РОЗДІЛ 5. ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ

5.1. Причини виникнення та основні принципи аналізу перехідних процесів

Електромагнітні процеси, що виникають в електричному ланцюзі при переході від одного сталого режиму до іншого, називаються перехідними процесами. Перехідні процеси можуть відбуватися в багатьох електротехнічних пристроях не тільки на початку або кінці їх роботи, коли включається або вимикається джерело живлення, але і при виникненні аварійних ситуацій, коли відбувається обрив або коротке замикання частини електричного кола.

У ряді електротехнічних пристроїв, особливо часто в пристроях промислової електроніки, перехідні процеси є основними умовами їх роботи, а не свідченням аварійного режиму. Так, перехідні процеси, пов'язані з зарядкою і розрядкою конденсаторів, лежать в основі роботи деяких типів електронних генераторів.

Перехідні процеси виникають в ланцюгах, що містять індуктивні котушки і конденсатори, так як ці елементи мають здатність накопичувати і віддавати енергію відповідно магнітного і електричного полів. Виникнення перехідних процесів пояснюється тим, що індуктивні котушки і конденсатори є інерційними елементами, так як зміна енергії електричного або магнітного поля не може відбуватися миттєво.

Розрахунок напруг і струмів на ділянках досліджуваного електричного кола під час перехідного процесу проводять, користуючись рівняннями, складеними відповідно до законів Кірхгофа для миттєвих значень струмів і напруг. Для електричних ланцюгів з лінійними елементами, що мають постійні параметри R , L і C , ці рівняння є лінійними диференціальними рівняннями з постійними коефіцієнтами. Приватне рішення диференціального рівняння

знаходять для сталого режиму, коли перехідний процес завершено. Токи і напруги, які виходять в результаті приватного рішення для сталого режиму, називають змушеними або усталеними (i_y, u_y).

Загальне рішення диференціального рівняння відповідає режиму ланцюга за відсутності зовнішнього джерела енергії, тобто вільному режиму. Токи і напруги, які отримуються в результаті спільного рішення однорідного диференціального рівняння, визначаються лише параметрами елементів ланцюга і називаються вільними (i_v, u_v).

Алгебраїчні суми сталих і вільних струмів і напруг рівні перехідному струму або напрузі, тобто їх значенням під час перехідного процесу

$$i_n = i_y + i_v, \quad u_n = u_y + u_v. \quad (5.1)$$

При інтегруванні диференціальних рівнянь з'являються сталі, які визначають на основі початкових умов, що впливають із двох законів комутації.

Перший закон комутації стверджує, що струм в ланцюзі з індуктивної котушкою, не може змінюватися стрибком. У перший момент перехідний струм зберігає значення, яке він мав на момент, що передує комутації.

Другий закон комутації стверджує, що напруга на конденсаторі не може змінюватися стрибком. Значення цієї напруги в момент, що передує комутації, зберігається і в перший момент після комутації.

5.2. Перехідні процеси в ланцюзі з послідовним з'єднанням конденсатора і резистора

Розглянемо електричний ланцюг, в якій до джерела з постійною ЕРС E підключається конденсатор з ємністю C , послідовно з'єднаний з резистором, опір якого дорівнює R . До включення джерела ЕРС напруга на конденсаторі дорівнювала нулю, отже, енергія його електричного поля також дорівнювала

нулю. Після замикання вимикача в ланцюзі виникає струми. Конденсатор заряджається до тих пір, поки напруга на ньому не досягне значення ЕРС джерела E .

Згідно з другим законом Кірхгофа, рівняння електричного стану цього ланцюга в перехідному режимі має вигляд

$$Ri_n + u_{Cn} = E. \quad (5.2)$$

Струм і напруга на конденсаторі пов'язані співвідношенням

$$i = C \frac{du_C}{dt}. \quad (5.3)$$

Тоді можна переписати (4.2)

$$RC \frac{du_{Cn}}{dt} + u_{Cn} = E. \quad (5.4)$$

Для усталеного режиму справедливо

$$u_{Cy} = E. \quad (5.5)$$

Вираз для вільної напруги u_{Cc} визначається рішенням однорідного диференціального рівняння

$$RC \frac{du_{Cc}}{dt} + u_{Cc} = 0. \quad (5.6)$$

або

$$\frac{du_{Cc}}{dt} + \frac{1}{RC} u_{Cc} = 0. \quad (5.7)$$

Рішення (4.7) має вигляд

$$u_{Cc} = Ae^{pt}. \quad (5.8)$$

У цьому випадку (4.7) можна переписати

$$Ape^{pt} + \frac{A}{RC} e^{pt} = Ae^{pt} \left(p + \frac{1}{RC} \right) = 0. \quad (5.9)$$

Значення p знаходять з рівняння

$$p + \frac{1}{RC} = 0, \quad (5.10)$$

яке називають характеристичним рівнянням. Рішенням цього рівняння є значення $p = -1/(RC)$.

Таким чином, вираз для u_{Cc} можна записати у вигляді

$$u_{Cc} = Ae^{-(t/(RC))} = Ae^{-t/\tau}. \quad (5.11)$$

Величину $\tau = RC$ називають сталюю часу. Ця величина визначає час, протягом якого напруга u_{Cc} зменшується в e разів у порівнянні зі своїм початковим значенням $u_{Cc}(0) = A$.

Остаточно, перехідна напруга на конденсаторі дорівнює

$$u_{Cn} = u_{Cy} + u_{Cc} = E + Ae^{-t/\tau}. \quad (5.12)$$

Для визначення коефіцієнта A скористаємося другим законом комутації. При $t = 0$ маємо $u_C = 0$, тоді з (5.12) отримуємо $E + A = 0$, тобто $A = -E$. Отже

$$u_{Cn} = E - Ee^{-t/\tau} = E(1 - e^{-t/\tau}). \quad (5.13)$$

Перехідний струм в ланцюзі

$$i_n = C \frac{du_{Cn}}{dt} = CE \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} = \frac{E}{R} e^{-t/\tau}. \quad (5.14)$$

Аналогічні міркування для процесу розрядки конденсатора, спочатку зарядженого до напруги $u_C = U_0$, призводять до наступних виразів для перехідної напруги

$$u_{Cn} = U_0 e^{-t/(RC)} \quad (5.15)$$

і перехідного струму

$$i_n = \frac{U_0}{R} e^{-t/(RC)}. \quad (5.16)$$

При розрядці конденсатора запасена в ньому енергія електричного поля перетворюється в теплоту, що виділяється в резисторі опором R . Тривалість перехідного процесу при розрядці конденсатора, також, як і при його зарядці, залежить від сталої часу $\tau = RC$.

5.3. Підключення індуктивної котушки до джерела постійної ЕРС

У електротехнічній практиці часто доводиться мати справу з перехідними процесами в ланцюгах, що складаються з елементів, що мають параметри R і L . Ці процеси відбуваються, наприклад, при підключенні до джерела постійної ЕРС обмоток електромагнітів, реле, електричних машин постійного струму та інших електромагнітних пристроїв.

Розглянемо перехідний процес в індуктивній котушці, що має індуктивність L і опір R , після її підключення до джерела з постійною ЕРС E . Після комутації струм в ланцюзі буде збільшуватися від нуля до граничного значення, рівного сталому току $i_y = E / R$. Енергія магнітного поля котушки W_m при цьому також зростає і перехідний процес в розглянутому ланцюзі пов'язаний з накопиченням енергії $W_m = Li^2 / 2$.

Рівняння електричного стану ланцюга після замикання вимикача має вигляд

$$L \frac{di_n}{dt} + Ri_n = E. \quad (5.17)$$

Для вільного струму справедливо рівняння

$$\frac{di_c}{dt} + \frac{R}{L} i_c = 0 \quad (5.18)$$

із загальним рішенням

$$i_c = Ae^{-Rt/L} = Ae^{-t/\tau}, \quad (5.19)$$

де $\tau = L / R$ це стала часу.

Перехідний струм в ланцюзі визначається сумою усталеного і вільного струмів

$$i_n = i_y + i_c = \frac{E}{R} + Ae^{-Rt/L}. \quad (5.20)$$

Для визначення коефіцієнта A скористаємося першим законом комутації. До замикання вимикача струм в індуктивної котушки дорівнював нулю, отже, в перший момент часу після замикання вимикача струм буде також дорівнює нулю

$$i(0+) = \frac{E}{R} + A = 0. \quad (5.21)$$

Звідси $A = -E / R$, тому (5.20) можна представити у вигляді

$$i_n = \frac{E}{R} (1 - e^{-Rt/L}). \quad (5.22)$$

Чим менший опір R , тим більше граничне значення струму в ланцюзі і тим більше енергія, яка повинна бути накопичена в магнітному полі котушки.

При підключенні до джерела з постійною ЕРС E індуктивної котушки, схема заміщення якої складається з послідовно з'єднаних резистивного та індуктивного елементів, напруги на цих елементах змінюються таким чином. Напруга на резистивному елементі

$$u_R = Ri = E(1 - e^{-Rt/L}). \quad (5.23)$$

Напруга на індуктивному елементі

$$u_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{E}{R} \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau} = E e^{-t/\tau}. \quad (5.24)$$

5.4. Відключення індуктивної котушки від джерела постійної напруги і замикання її на резистор

Розглянемо електричний ланцюг, в якому до розмикання індуктивна котушка з індуктивним елементом L і резистивним елементом R_k спочатку була підключена до джерела постійної напруги U , а в подальшому відключається від цього джерела і замикається на резистор R_1 .

До перемикавання струм в індуктивній котушці визначається напругою U на затискачах ланцюга і дорівнює

$$I_0 = \frac{U}{R_k}. \quad (5.25)$$

Після миттєвого перемикавання струм в індуктивній котушці в перший момент часу залишається незмінним. Він замикається через резистор R_1 . Після комутації електричний стан ланцюга, що складається вже з індуктивної котушки і резистора R_1 , описується рівнянням

$$L \frac{di_n}{dt} + (R_k + R_1)i_n = 0. \quad (5.26)$$

Відсутність правій частині в останньому рівнянні означає, що перехідний струм дорівнює вільному, а сталий струм дорівнює нулю. Рішення рівняння (5.26) має вигляд

$$i_n = i_c = Ae^{-t/\tau} = Ae^{-(R_k + R_1)t/L}. \quad (5.27)$$

Оскільки до комутації $i(0-1) = I_0$, то $A = I_0$ і вираз для перехідного струму має вигляд

$$i_n = I_0 e^{-(R_k + R_1)t/L}. \quad (5.28)$$

Якщо резистор має більший опір, ніж опір індуктивної котушки ($R_1 = nR_k$), то напруга на ньому в початковий момент часу після комутації буде більше прикладеної напруги

$$U_{R_1}(0+) = R_1 I_0 = nU_0. \quad (5.29)$$

Цю обставину слід мати на увазі при розмиканні ланцюгів, що містять елементи, які мають індуктивність, так як при цьому можуть виникнути перенапруження, які можуть вивести з ладу апаратуру, що не розрахована на такі напруги.

5.5. Підключення індуктивної котушки до джерела синусоїдальної напруги

Розглянемо випадок, коли індуктивна котушка з індуктивністю L і опором R підключається до джерела синусоїдальної напруги

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u). \quad (5.30)$$

Диференціальне рівняння для розглянутого ланцюга має вигляд

$$L \frac{di_n}{dt} + Ri_n = u. \quad (5.31)$$

Усталений струм

$$i_y = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi), \quad (5.32)$$

$$\text{де } I_m = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}, \quad \varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right).$$

Рівняння для вільного струму

$$L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = 0 \quad (5.33)$$

і його загальне рішення

$$i_c = Ae^{-Rt/L}. \quad (5.34)$$

Перехідний струм в ланцюзі

$$i_n = i_y + i_c = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) + Ae^{-Rt/L}. \quad (5.35)$$

Сталу інтегрування визначають з умови

$$i_n(0+) = i_y(0+) + i_c(0+) = 0, \quad (5.36)$$

тобто

$$I_m \sin(\psi_u + \varphi) + A = 0. \quad (5.37)$$

Звідси

$$A = -I_m \sin(\psi_u - \varphi), \quad (5.38)$$

$$i_c = -I_m \sin(\psi_u - \varphi)e^{-Rt/L} \quad (5.39)$$

і

$$i_n = i_y + i_c = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) - I_m \sin(\psi_u - \varphi)e^{-Rt/L}. \quad (5.40)$$

Якщо стала часу $\tau = L/R$ значно більше періоду напруги джерела, то вільний струм за половину періоду усталеного струму не встигає істотно зменшитися. Тому при несприятливих умовах комутації ($\psi_i = 90^\circ$) і великий сталої часу максимальне значення перехідного струму може майже в два рази перевищити амплітуду усталеного струму I_m .

5.6. Перехідні процеси в ланцюзі з послідовним з'єднанням резистора, індуктивної котушки і конденсатора

Розглянемо електричний ланцюг, що складається з трьох послідовно з'єднаних елементів з параметрами L , R , C при підключенні джерела постійної ЕРС E . Електричний стан цього ланцюга в перехідному режимі описується рівнянням

$$L \frac{di_n}{dt} + Ri_n + \frac{1}{C} \int i_n dt = E. \quad (5.41)$$

Для зручності аналізу перетворимо отримане рівняння для струму в диференціальне рівняння другого порядку для напруги конденсатора u_C використовуючи вираз $i = C \frac{du_C}{dt}$

$$LC \frac{d^2 u_{Cn}}{dt^2} + RC \frac{du_{Cn}}{dt} + u_{Cn} = E. \quad (5.42)$$

Перехідна напруга u_{Cn} може бути отримана як сума усталеної напруги u_{Cy} , яка є частинним розв'язком (5.42) при $t \rightarrow \infty$, і вільної напруги u_{Cc} , яка є загальним розв'язком однорідного рівняння

$$LC \frac{d^2 u_{Cc}}{dt^2} + RC \frac{du_{Cc}}{dt} + u_{Cc} = 0. \quad (5.43)$$

Частинний розв'язок (4.42) при $\frac{du_C}{dt} = 0$ дорівнює ЕДС E , тому усталена напруга $u_{Cy} = E$, а усталений струм дорівнює $i_y = 0$.

Для знаходження вільної напруги на конденсаторі u_{Cc} однорідне рівняння (5.43) перепишемо таким чином

$$\frac{d^2 u_{Cc}}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{du_{Cc}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{Cc} = 0. \quad (5.44)$$

Рішення цього рівняння має вигляд

$$u_{Cc} = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}, \quad (5.45)$$

де A_1 і A_2 це постійні коефіцієнти; p_1 і p_2 це рішення характеристичного рівняння, відповідного рівнянню (5.44)

$$p^2 + \frac{R}{L} p + \frac{1}{LC} = 0. \quad (5.46)$$

Однорідні рівняння (5.43) і (5.44) описують електричний стан ланцюга розрядки конденсатора, зарядженого попередньо до напруги U_0 на індуктивний котушці.

Розглянемо перехідний процес розрядки конденсатора і знайдемо для нього перехідні струм і напруга. Сталі A_1 і A_2 для стану ланцюга в перший момент після комутації

$$u_C(0+) = A_1 + A_2 = U_0. \quad (5.47)$$

Перехідний струм при розрядці конденсатора на індуктивну котушку отримаємо з рівняння (5.45), оскільки $i_y = 0$

$$i_n = i_c = C \frac{du_{Cc}}{dt} = C(A_1 p_1 e^{p_1 t} + A_2 p_2 e^{p_2 t}). \quad (5.48)$$

Відповідно до першого закону комутації

$$i(0+) = C(A_1 p_1 + A_2 p_2) = 0. \quad (5.49)$$

Вирішуючи спільно (5.47) і (5.49) знаходимо стали A_1 і A_2

$$A_1 = -\frac{U_0 p_2}{p_1 - p_2}, \quad A_2 = \frac{U_0 p_1}{p_1 - p_2}. \quad (5.50)$$

Рішення характеристичного рівняння визначаються виразами

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}}. \quad (5.51)$$

Залежно від співвідношення параметрів R , L і C можливі три типи перехідних процесів.

1. $\frac{R}{2L} < \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Рішення характеристичного рівняння є сполучено-комплексними

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\beta, \quad (5.52)$$

$$\text{де } \alpha = \frac{R}{2L}; \beta = \sqrt{\frac{1}{LC} - \alpha^2}.$$

Перехідний процес має затухаючий характер з кутовою частотою β і коефіцієнтом загасання α .

2. $\frac{R}{2L} > \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Опір R відносно велике. Рішення характеристичного рівняння є дійсними і різними за значенням. Перехідний процес має експонентний і аперіодичний характер.
3. $\frac{R}{2L} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$. Рішення характеристичного рівняння є речовими і рівними за значенням. Перехідний процес має аперіодичний характер. Будь-яке найменше зменшення значення R/L призводить до зміни аперіодичного характеру на коливальний характер перехідного процесу.

Питання до розділу 5

1. Чи вірно твердження «Перехідні процеси виникають в ланцюгах, що містять тільки індуктивні елементи»? Обґрунтуйте відповідь.
2. Вкажіть взаємозв'язок між перехідними і усталеними струмами.
3. Сформулюйте другий закон комутації.
4. Запишіть другий закон Кірхгофа для перехідного режиму ланцюга, в якій до джерела з постійною ЕРС підключені послідовно з'єднані R - і C -елементи.
5. Як залежить від часу перехідний струм в ланцюзі, що згаданий в п.4?
6. Запишіть рівняння електричного стану в індуктивній котушці з індуктивністю L та опором R після її підключення до джерела з постійною ЕРС.
7. Запишіть формулу залежності від часу перехідного струму в ланцюзі, згаданий в п.6.

8. Запишіть рівняння електричного стану в індуктивній котушці з індуктивністю L та опором R_k після її відключення від джерела з постійною ЕРС і замикання на резистор R_1 .
9. Запишіть рівняння електричного стану в індуктивній котушці з індуктивністю L та опором R після її підключення до джерела синусоїдальної напруги u .
10. Який характер має перехідний процес в ланцюзі, що складається з послідовно з'єднаних L -, C - і R - елементів при підключенні до джерела з постійною ЕРС E , якщо виконується умова $R/(2L) > (LC)^{-0.5}$?

РОЗДІЛ 6. ЕЛЕКТРИЧНІ КОЛА ТРИФАЗНОГО СТРУМУ

6.1 Трифазний генератор. Способи зображення симетричній системи ЕРС

Трифазний ланцюг являє собою сукупність трьох електричних ланцюгів, в яких діють синусоїдальні ЕРС однакової частоти, що розрізняються по фазі і створювані загальним джерелом енергії. Кожну з частин трифазної системи, що характеризується однаковим струмом, прийнято називати фазою.

Трифазні ланцюги – найбільш поширені в сучасній електроенергетиці. Це пояснюється рядом їх переваг в порівнянні з однофазними ланцюгами: економічністю передачі енергії, можливістю отримання кругового обертового магнітного поля, а також наявністю двох різних експлуатаційних напружень в одній установці – фазового і лінійного.

Трифазний ланцюг складається з трьох основних елементів: трифазного генератора, лінії передачі і приймачів. На електричних станціях трифазна ЕРС утворюється на затискачах трифазного синхронного генератора.

Синхронний генератор складається з двох основних частин: нерухомої - статора і обертової – ротора (рис. 6.1). На статорі розташована обмотка, що складається з трьох котушок або фаз, кожна з яких умовно зображена одним витком. Осі котушок зрушені відносно один одного на один і той же кут $2\pi/3$, тобто на 120° . Начала фаз позначені прописними буквами A , B і C , а кінці – буквами X , Y і Z .

Ротор являє собою електромагніт, що збуджується постійним струмом. При обертанні ротора турбіною, створюване їм магнітне поле збуджує в нерухомих обмотках статора синусоїдальні ЕРС, що мають однакові амплітуди і частоту, але зміщені по фазі відносно один одного на кут $2\pi/3$. Така система ЕРС називається симетричною.

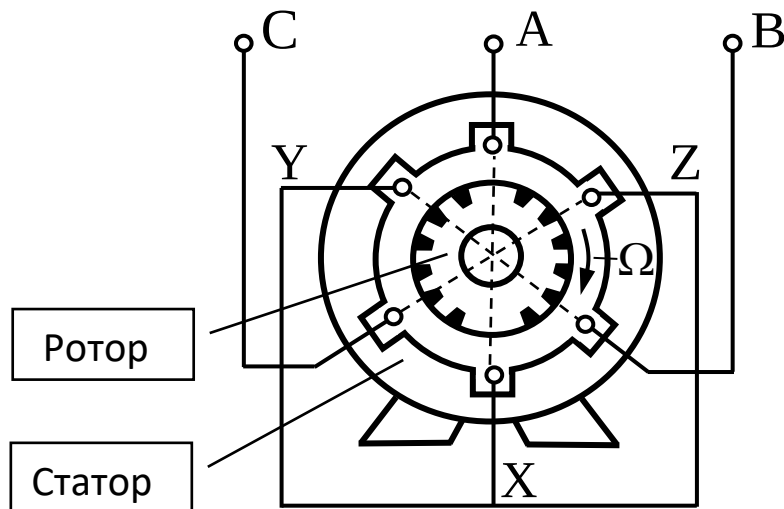


Рис. 6.1. Поперечний розріз трифазного генератора

Якщо ЕРС однієї фази (наприклад, фази A) прийняти за вихідну і вважати її початкову фазу рівною нулю, то вирази миттєвих значень ЕРС можна записати у вигляді

$$\begin{aligned}
e_A &= E_m \sin \omega t, \\
e_B &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right), \\
e_C &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) = E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right).
\end{aligned} \tag{6.1}$$

Комплексні діючі ЕРС визначаються виразами

$$\begin{aligned}
\dot{E}_A &= E, \\
\dot{E}_B &= E e^{-j2\pi/3}, \\
\dot{E}_C &= E e^{-j4\pi/3} = E e^{j2\pi/3}.
\end{aligned} \tag{6.2}$$

Векторна діаграма трифазної симетричної системи ЕРС показана на рис.

6.2, А. З діаграми випливає, що в будь-який момент часу

$$\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0. \tag{6.3}$$

Для миттєвих значень ЕРС можна записати аналогічне співвідношення

$$e_A + e_B + e_C = 0. \tag{6.4}$$

Систему ЕРС, зображену на рис. 6.2 А, називають системою прямої послідовності фаз; в цьому випадку ЕРС фази В відстає від ЕРС фази А на кут $2\pi/3$, а ЕРС фази С - на той же кут від ЕРС фази В. Якщо змінити напрямок обертання ротора, то послідовність фаз зміниться на зворотну (система зворотній послідовності фаз).

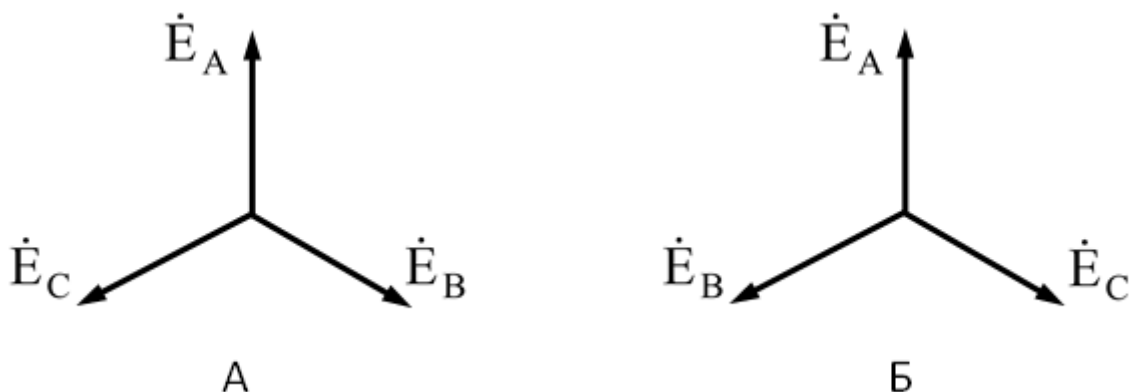


Рис. 6.2. Векторні діаграми трьохфазної симетричної системи ЕДС прямої (А) та зворотної (Б) послідовності фаз

Зауважимо, що від послідовності (порядку чергування) фаз залежить напрямок обертання асинхронних двигунів. У практиці електротехніки прийняті кольори: жовтий - для фази А, зелений - для фази В, червоний - для фази С.

6.2. Способи з'єднання фаз трифазного джерела живлення.

Фазні і лінійні напруги

У період зародження трифазних систем були спроби використовувати незв'язану систему, в якій фази обмотки генератора були електрично з'єднані між собою, і кожна фаза з'єднувалася зі своїм приймачем двома проводами. Такі системи не отримали застосування внаслідок їх неекономічності: для з'єднання генератора з приймачем потрібно шість проводів. Логічним шляхом було об'єднання трьох зворотних проводів в один – так виникла пов'язана система, поєднана зіркою, в якій кінці фаз X , Y , Z з'єднуються в один загальний вузол N (см. рис. 6.3), що має назву нейтральної точки генератора (або трансформатора).

Провода, що з'єднують початки фаз обмоток генератора (трансформатора) і приймача, називають лінійними, а провід, що з'єднує нейтральні точки генератора і приймача – нейтральним.

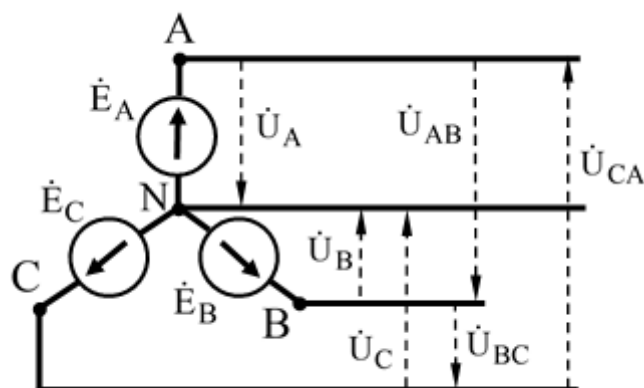


Рис. 6.3. Схема з'єднання фаз джерела зіркою

Важливою особливістю трифазних ланцюгів є наявність двох напруг - фазної та лінійної. Фазною (U_ϕ) називають напругу між початком і кінцем кожної фази (U_{AN} , U_{BN} , U_{CN} , або, опускаючи другий індекс, просто U_A , U_B , U_C). Лінійною напругою (U_L) називається напруга між початками двох фаз (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}).

При з'єднанні фаз обмотки трикутником (див. рис. 6.4) об'єднуються в одну точку початки і кінці відповідних фаз: X і B , Y та C , Z і A .

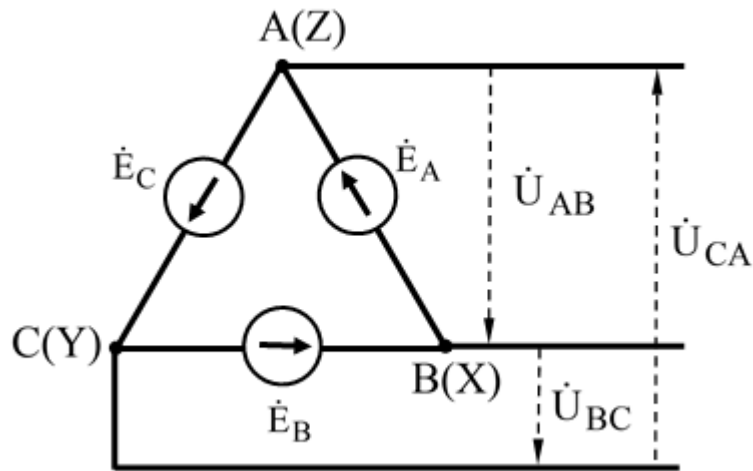


Рис. 6.4. Схема з'єднання фаз джерела трикутником

За додатний напрямок фазних напруг приймають напрямки від початку до кінця фаз обмотки (наприклад, від A до X). За додатний напрямок лінійних напруг приймають напрямок від A к B , від B до C та від C до A .

Співвідношення між лінійними і фазними напругами трифазного джерела електричної енергії визначають з рівнянь, складених для схеми, відображеної на рис. 6.3, за другим законом Кірхгофа

$$\dot{U}_{AB} + \dot{U}_B - \dot{U}_A = 0, \quad \dot{U}_{BC} + \dot{U}_C - \dot{U}_B = 0, \quad \dot{U}_{CA} + \dot{U}_A - \dot{U}_C = 0 \quad (6.5)$$

або

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B, \quad \dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C, \quad \dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A \quad (6.6)$$

Вектори лінійних напруг $\dot{U}_{AB}$, $\dot{U}_{BC}$, $\dot{U}_{CA}$ зрушені один щодо одного на кут $2\pi/3$ і випереджають відповідно вектори фазних напруг $\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$, $\dot{U}_C$ на кут $\pi/6$. Звідси випливають такі співвідношення

$$\frac{U_L}{2} = U_\phi \cos \frac{\pi}{6} = U_\phi \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (6.7)$$

або

$$U_L = \sqrt{3} U_\phi. \quad (6.8)$$

Значення кожної з лінійних напруг в $\sqrt{3}$ раз більше фазної напруги. Використовувані на практиці лінійні і фазні напруги дорівнюють

$$U_L = 660 \text{ В}, \quad U_\phi = 660 / \sqrt{3} = 380 \text{ В}; \quad (6.9)$$

$$U_L = 380 \text{ В}, \quad U_\phi = 380 / \sqrt{3} = 220 \text{ В}; \quad (6.10)$$

$$U_L = 220 \text{ В}, \quad U_\phi = 220 / \sqrt{3} = 127 \text{ В}. \quad (6.11)$$

Очевидно, що при з'єднанні фаз трикутником лінійні напруги рівні фазним, тобто

$$U_L = U_\phi. \quad (6.12)$$

Відзначимо, що обмотки фаз генератора вважають за краще поєднувати зіркою, так як в разі порушення симетрії ЕРС в обмотці, з'єднаної трикутником, вже при холостому ході виникнуть струми, які викликають нагрівання обмоток і відповідне збільшення втрат енергії.

6.3. Аналіз трифазних ланцюгів при з'єднанні приймачів зіркою і трикутником

Розглянемо схему заміщення чотирипровідного ланцюга, в якій фази генератора і приймача з'єднані зіркою (рис. 6.5). У нехтуванні опором проводів

фазні напруги приймача $\dot{U}_a$, $\dot{U}_b$, $\dot{U}_c$ дорівнюватимуть фазним напругам джерела $\dot{U}_A$, $\dot{U}_B$, $\dot{U}_C$.

При з'єднанні зіркою фазні струми рівні відповідним лінійним струмам. Відповідно до першого закону Кірхгофа струм в нейтральному проводі дорівнює

$$\dot{I}_N = \dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C. \quad (6.13)$$

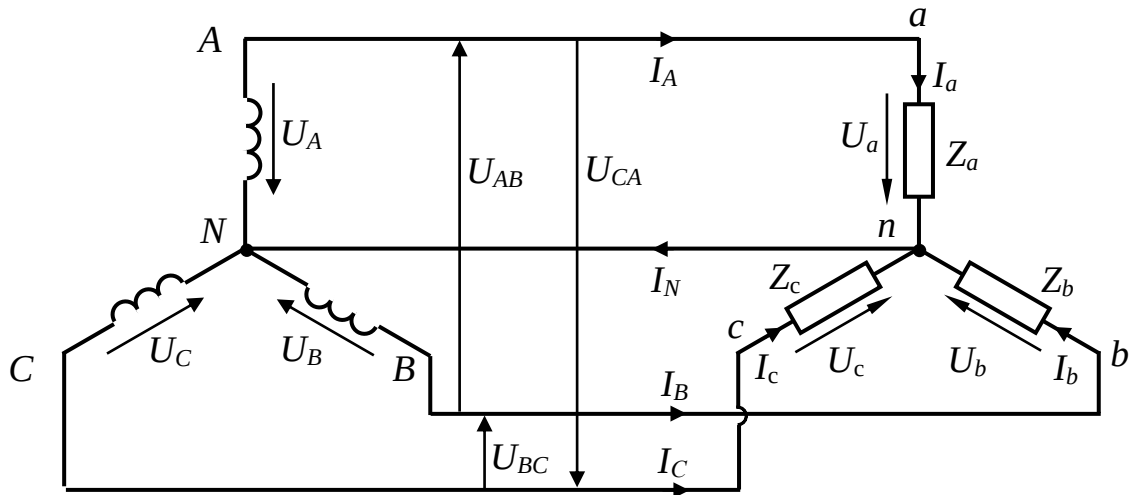


Рис. 6.5. Схема замощення чотирьохпровідного трифазного кола

Якщо приймачі симетричні, то струми в фазах буду рівні між собою і зрушені по фазі по відношенню до відповідних фазним напругам на один і той же кут ($\tan \varphi = X / R$).

У чотиріпровідному трифазному ланцюзі зазвичай включають однофазні несиметричні приймачі, наприклад, лампи або побутові прилади, причому кожен з них включають між затискачами однієї з фаз і нейтральним проводом. Завдяки нейтральному проводу напруги на кожній фазі приймача дорівнюватимуть відповідним напругам генератора (або трансформатора). Отже, нейтральний провід забезпечує збереження симетрії фазних напруг несиметричного приймача. Але, очевидно, що струми в фазах будуть різними, оскільки комплексні опори фаз не рівні між собою. Для несиметричного

приймача вектори струмів вже не є симетричною системою, і тому струм в нейтральному проводі не дорівнюватиме нулю.

Важливою перевагою чотирипровідного ланцюга є те, що при зміні режиму роботи однієї з фаз режими інших фаз не змінюються, тому що нейтральний провід забезпечує сталість фазних напруг.

Трифазні ланцюги при з'єднанні приймача зіркою без нейтрального проводу називають трипровідними. У такі трипровідні ланцюги можна включати тільки симетричні приймачі, наприклад, трифазні електродвигуни, трифазні блоки ТЕНів (ТЕНБи), трифазні газорозрядні лампи.

Якщо з яких-небудь причин несиметричні приймачі, що з'єднані зіркою, виявляться включеними в трьохпровідну мережу, то між нейтральними точками приймача і джерела виникне напруга $\dot{U}_{nN}$, яка має назву зміщення напруги між нейтралями.

На відміну від з'єднання зіркою при з'єднанні трикутником фазні струми не рівні лінійним. Співвідношення між цими струмами мають вигляд

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{ab} - \dot{I}_{ca}, \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{bc} - \dot{I}_{ab}, \quad \dot{I}_C = \dot{I}_{ca} - \dot{I}_{bc}. \quad (6.14)$$

Важливою особливістю з'єднання фаз приймача трикутником є то, що при зміні опору однієї з фаз режим роботи інших фаз залишається незмінним, так як лінійні напруги генератора залишаються постійними (буде змінюватися тільки струм даної фази і лінійні струми в проводах, з'єднаних з цією фазою). Тому схема з'єднання трикутником широко використовується для включення несиметричного навантаження.

6.4. Потужність трифазних ланцюгів

Миттєва потужність трифазного джерела електричної енергії дорівнює сумі миттєвих потужностей кожної з фаз

$$P = P_A + P_B + P_C = u_A \dot{i}_A + u_B \dot{i}_B + u_C \dot{i}_C. \quad (6.15)$$

Середнє за період значення потужності, тобто активна потужність генератора, дорівнює сумі активних потужностей окремих фаз

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = P_A + P_B + P_C =$$

$$= U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C. \quad (6.16)$$

Активну потужність трипровідного ланцюга можна виразити також через лінійні напруги і струми, якщо визначити з рівняння $i_A + i_B + i_C = 0$ один з лінійних струмів, наприклад $i_B = -i_A - i_C$.

Підставляючи цю рівність в вираз для миттєвої потужності (6.17), отримаємо

$$p = u_{AB} i_A + u_{CB} i_C. \quad (6.18)$$

Тоді

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T (u_{AB} i_A + u_{CB} i_C) dt =$$

$$= U_{AB} I_A \cos \alpha + U_{CB} I_C \cos \beta, \quad (6.19)$$

де α і β це кути зсуву фаз векторів лінійних струмів $\dot{I}_A$ і $\dot{I}_C$ щодо відповідних лінійних напруг $\dot{U}_{AB}$ і $\dot{U}_{CB}$. На цьому заснований метод двох ватметрів для вимірювання активної потужності в трипровідному ланцюзі.

Активна потужність трифазного приймача дорівнює арифметичній сумі активних потужностей окремих фаз

$$P = P_a + P_b + P_c. \quad (6.20)$$

Реактивна потужність трифазного приймача відповідно дорівнює алгебраїчній сумі реактивних потужностей окремих фаз

$$Q = Q_a + Q_b + Q_c. \quad (6.21)$$

Повна потужність трифазного приймача

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (6.22)$$

Активна потужність симетричного трифазного приймача

$$P = 3P_{\Phi} = 3U_{\Phi}I_{\Phi} \cos \varphi_{\Phi}. \quad (6.23)$$

Аналогічно можна записати вираз для реактивної потужності симетричного трифазного приймача

$$Q = 3Q_{\Phi} = 3U_{\Phi}I_{\Phi} \sin \varphi_{\Phi}. \quad (6.24)$$

Так як за номінальні величини зазвичай приймають лінійні напруги і струми, то потужності зручніше висловлювати через лінійні величини U_L і I_L .

При з'єднанні фаз приймача зіркою $U_{\Phi} = U_L / \sqrt{3}$, $I_{\Phi} = I_L$, при з'єднанні трикутником $U_{\Phi} = U_L$, $I_{\Phi} = I_L / \sqrt{3}$. Тому незалежно від схеми з'єднання фаз симетричного приймача його активна потужність дорівнює $P = \sqrt{3}U_L I_L \cos \varphi_{\Phi}$, де U_L , I_L це лінійні напруга і струм, $\cos \varphi$ – фазний множник. Зазвичай індекс «Л» не вказують, і форма набуває вигляду

$$P = \sqrt{3}UI \cos \varphi. \quad (6.25)$$

Відповідно реактивна потужність

$$Q = \sqrt{3}UI \sin \varphi. \quad (6.26)$$

і повна потужність

$$S = \sqrt{3}UI. \quad (6.27)$$

Коефіцієнт потужності трифазних приймачів визначається таким же чином, як і в однофазних мережах, однак при цьому в розрахункову формулу підставляються трифазні активна та повна потужності (6.25) та (6.27):

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + (Q_L - Q_C)^2}}, \quad (6.28)$$

де Q_C це реактивна потужність пристроїв компенсації, які встановлюються поблизу приймачів.

Питання до розділу 6

1. Опишіть склад синхронного генератора.
2. Яка система ЕРС називається симетричною?
3. Накресліть векторну діаграму для зворотній послідовності фаз.
4. Накресліть схему з'єднання фаз джерела зіркою.
5. Дайте визначення фазної напруги.
6. Вкажіть співвідношення між фазами лінійних і фазних напруг.
7. Якому типу з'єднань фаз джерела відповідає рівність модулів векторів фазної та лінійної напруг?
8. Вкажіть функціональну роль нейтрального проводу в чотирьох провідному ланцюзі при з'єднанні фаз приймача зіркою.
9. За яких умов виникає напруга між нейтралями в трьохпровідній мережі підключення фаз приймача зіркою?
10. Запишіть формулу для активної потужності симетричного трифазного приймача.

РОЗДІЛ 7. ЕЛЕМЕНТНА БАЗА ПАСИВНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ

7.1. Резистори

В електронних схемах резистори використовуються для обмеження сили струму та для поділення напруги.

Опір резисторів вимірюється в Омах (Ом, Ohm, Ω). Однак широко використовуються і похідні одиниці: кілоОми (10^3 Ом: кОм, kOhm) та мегаОми (10^6 Ом: МОм, MOhm). Номінальне значення опору резисторів зазвичай нормується для температури 20°C . Можливі значення номінальних опорів резисторів задаються номінальними рядами E6, E12, E24, E48, E96 та E192; найбільш розповсюджені резистори, які випускаються по номінальному ряду E24. Сітка номіналів ряду E24 для діапазону опорів від 10 до 91 Ома представлені в таблиці 7.1.

Таблиця 7.1

Номінальний ряд E24

Номер позиції, N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Номінал, R	10	11	12	13	15	16	18	20	22	24	27	30
Номер позиції, N	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
Номінал, R	33	36	39	43	47	51	56	62	68	75	82	91

В одній декаді ряду E24 (в одному порядку опорів) є 24 номінали. В наступній декаді значущі цифри номіналів повторюються, тобто в діапазоні 100 – 910 Ом це буде 100, 110, 120,... і т.д. ..., 910 Ом.

На Рис. 7.1.А показаний графік залежності номінального опору від номеру позиції в ряді E24 в межах одного порядку опорів. Цей графік не лінійний, номінальні опори розподілені нерівномірно в інтервалі декади.

На Рис. 7.1.Б представлений графік залежності логарифма номінального опору від номера позиції в ряді E24. Цей графік являється майже лінійним.

Номінали в ряді вибрані так, щоб логарифми номінальних опорів були по можливості рівномірно розподілені в інтервалі декади.

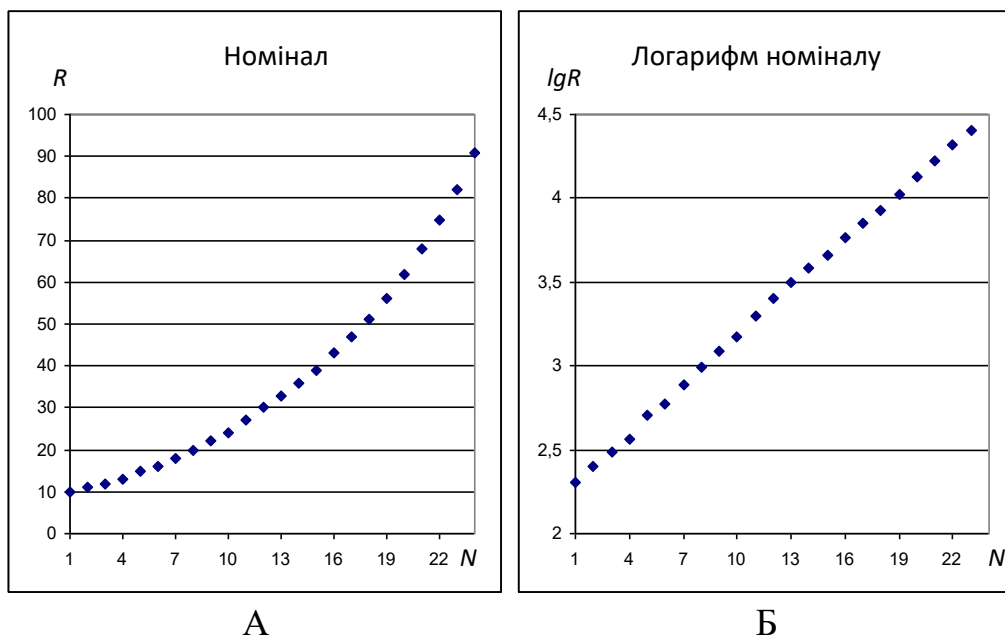


Рис. 7.1. Залежність номіналу ряду E24 від порядкового номера в лінійних (А) та напівлогарифмічних (Б) координатах

Номінальні значення опорів резисторів маркуються декількома способами, в залежності від призначення резисторів. Для резисторів з дротяними відводами використовується кольорове маркування або буквено-цифрове. Перші використовуються для автоматизованого або конвеєрного монтажу. Буквено-цифрове маркування може бути різним у різних виробників та в різні роки виготовлення. В таблиці 7.2 представлена сучасна буквено-цифрове маркування номінальних опорів для ряду E24 в різних декадах.

Таблиця 7.2

Маркування резисторів

Діапазон номіналів	Шаблон маркування (п,м – значущі цифри)	Приклади	Варіанти застарілих маркувань
1	2	3	4
1 – 9,1 Ом	mRn, mEn	3 Ом: 3R0 ; 3E0 5,6 Ом: 5R6 , 5E6	3,0 Ω 5,6 Ω
10 – 91 Ом	nmR, nmE	27 Ом: 27R , 27E	27
100 – 910 Ом (0,1 – 0,91 кОм)	Knm	510 Ом: K51 ; 300 Ом: K30 ;	510 300

Таблиця 7.2; продовження

1	2	3	4
1 – 9,1 кОм	mKп	2 кОм: 2K0 ; 7,5 кОм: 7K5	2,0 К 7,5 К
10 – 91 кОм	nmK	68 кОм: 68K	
100 – 910 кОм (0,1 – 0,91 МОм)	Mnm	100 кОм: M10 120 кОм: M12	100 К 120 К
1 – 9,1 МОм	nMm	4,7 МОм: 4M7	4,7 М
10 МОм і вище	nmM	10 МОм: 10M	

В межах допустимого відхилення опору від номінального значення резистори діляться на резистори загального призначення з точністю 20% (ряд E6), 10% (ряд E12), 5% (ряд E24), та на прецизійні резистори тобто резистори з підвищеною точністю: від 1% до 0,01%. Допустимі відхилення опорів від номінального значення позначаються буквами відповідно таблиці 7.3.

Таблиця 7.3

Позначення точності резисторів

допуск, %	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±2	±5	±10	±20
літера коду	Ж	У	Д	Р	Л	И	С	В

Наприклад, маркування K10И – означає резистор 100 Ом з точністю 5%. В європейському маркуванні точність 5% означає символ «J» (для детального знайомства з маркуванням імпортованих деталей електронної техніки необхідно звертатися до довідників відповідних виробників). Точність на резисторах, які були виготовлені раніше може бути вказана безпосередньо, наприклад, 100 5%, 312K 0,05% (номінал ряду E192).

Ще однією важливою характеристикою резистора є номінальна потужність, що розсіюється, $P_{ном}$. Оскільки при протіканні електричного струму в резисторі виділяється теплова енергія, резистор повинен встигати її розсіювати без небезпечного перегріву. При перевищенні номінальної потужності, що розсіюється, резистор може вийти із строю – «згоріти».

Промисловістю серійно випускаються резистори наступних номіналів за розсіювальною потужністю: 0.01, 0.025, 0.05, 0.062, 0.125, 0.5, 1, 2, 3, 4, 5, 7.5, 10, 16, 25, 40, 63, 100, 160, 250 та 500 Вт. Номінальна потужність резистора може бути відображена на схемі у відповідності з рис. 7.2.

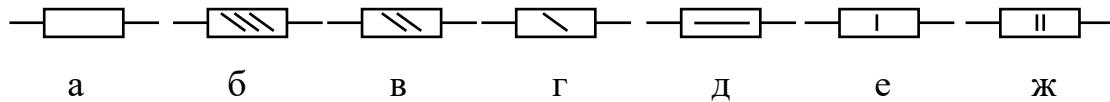


Рисунок 7.2. Позначення резисторів: а – без виказання номінальної потужності, б – 0.05 та 0.0625 Вт, в – 0.125 Вт, г – 0.25 Вт, д – 0.5 Вт, е – 1.0 Вт, ж – 2.0 Вт

Максимально допустимий струм через резистор $I_{\max}$ пов'язаний з його номінальним опором та потужністю відношенням:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{P_{\text{ном}}}{R_{\text{ном}}}}.$$

Між інших параметрів резисторів слід згадати температурний коефіцієнт опору (ТКО), порядок нелінійності ВАХ, рівень власних шумів та гранична робоча напруга $U_{\text{гр}}$.

Максимально допустима напруга на резисторі $U_{\max}$ визначається, як найменше з двох обмежень: за номінальною потужністю та за граничною робочою напругою: $U_{\max} = \text{Min}\{\sqrt{P_{\text{ном}} / R_{\text{ном}}}, U_{\text{гр}}\}$

За технологією виготовлення резистори діляться на основні групи:

- Дротяні резистори. Являють собою відрізок проволочки високого питомого опору, намотаний на каркас. В цій групі є 2 основні підгрупи: це дротяні резистори високої потужності, наприклад, резистори марки ПЕВ з потужністю від 5Вт та вище, а також прецизійні дротяні низькоомні малопотужні резистори, наприклад, резистори С5-16.

- Плівкові металеві резистори. Виготовляються за допомогою напилювання тонкого металевого провідного шару на керамічний каркас. Найбільш розповсюджений тип резисторів. Потужність таких резисторів як правило не більше 2 Вт. Приклади: резистори загального застосування С2-33, прецизійні резистори С2-29.
- Вугільні резистори. Виготовляються з графіту, мають низький рівень шумів. Приклади: резистори загального застосування Р1-71, напівпрецизійні резистори Р1-72.

За типом виконання резистори також діляться на декілька груп. Найбільш розповсюджені резистори з дротяними відводами для навісного монтажу і SMD-резистори для поверхневого монтажу.

Особливу групу резисторів складають змінні та підстроювальні резистори. Змінні резистори ще називають потенціометрами. Потенціометри використовуються в електронних схемах як регулюючі ділянки електричної напруги. Потенціометр представляє собою, як правило, резистор з рухливим відвідним контактом – «ковзуном». Позначення потенціометрів на електронних схемах показано на рис. 7.3 а. Змінний резистор може використовуватися і як регулюючий обмежувач струму, в цьому випадку він вмикається за реостатною схемою, в якій один із виводів резистивного елементу з'єднаний з виводом рухливого контакту. На рис. 7.3 б показано позначення резистора, включеного за реостатною схемою. Підстроювальні резистори призначені для тих же регулювань, що і змінні. Однак, регулювання за їхньою допомогою виконується одноразово, в процесі збирання та налагодження електронної схеми, та при подальшому використанні схеми ці настройки не змінюються. В цьому зв'язку конструктивні вимоги до підстроювальних резисторів є іншими, ніж до потенціометрів, і тому вони виділяються в окрему групу змінних резисторів. Позначення підстроювальних резисторів при включені потенціометром та реостатом показані на рис. 7.3 в, г відповідно.

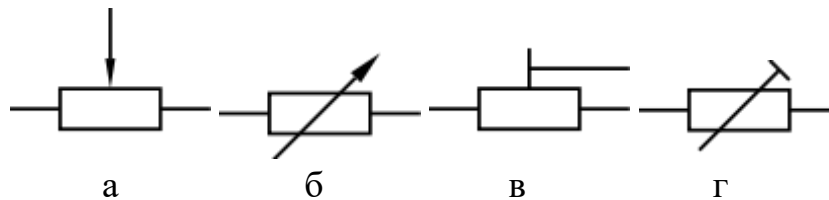


Рис. 7.3. Позначення змінних резисторів: а – потенціометр; б – потенціометр в реостатному включенні; в – підстроювальний резистор, г – підстроювальний резистор в реостатному включенні.

Функціональна характеристика змінного резистора визначає залежність його встановленого опору від положення рухомого контакту. По характеру функціональної залежності змінні резистори поділяються на наступні типи:

- Лінійні (опір прямо пропорційний зміщенню двигуна від крайнього початкового положення, вираженого в % від величини ходу); позначаються буквою А (тип А). Западні виробники потенціометри з лінійною залежністю позначають символом В.
- Логарифмічні (опір прямо пропорційний логарифму зміщення двигуна від крайнього початкового положення, вираженого в % від величини ходу); позначаються буквою Б (тип Б). Западні виробники потенціометри з логарифмічною залежністю позначають символом С. У логарифмічного потенціометра на початку руху рухомого контакту, опір між ним та початковим контактом зростає дуже швидко, потім швидкість зростання опору падає: на перші 20% ходу двигуна приходить майже 60% збільшення опору, наступні 20% ходу дають збільшення опору до 84%, наступні 20% ходу – до 91,5%, наступні 20% ходу – до 97,5%, і останні 20% ходу доводять опір до 100%.
- Зворотно-логарифмічні (опір прямо пропорційний логарифму зміщення двигуна в зворотному напрямку від крайнього кінцевого положення, вираженого в % від величини ходу); позначаються буквою В (тип В). Западні виробники потенціометри із зворотно-логарифмічною

залежністю позначаються символом А. У зворотно-логарифмічних потенціометрів на початку ходу опір збільшується повільно, потім швидше. Єдиною відмінністю логарифмічних та зворотно-логарифмічних потенціометрів є «дзеркальність» їх характеристик, тобто вони мають лише одну різницю – напрямок регулювання у них протилежний.

- Потенціометри з S-подібною характеристикою: в першій половині ходу двигуна опір зростає майже так, як у зворотно-логарифмічних потенціометрів (від повільної зміни до швидкої), а на другій половині ходу залежність змінюється на логарифмічну (від швидкої зміни до повільної). Потенціометри такого типу позначаються символом W.

Графіки основних типів залежностей – лінійної, логарифмічної, обернено логарифмічної та S-подібної представлені на Рис. 7.4.

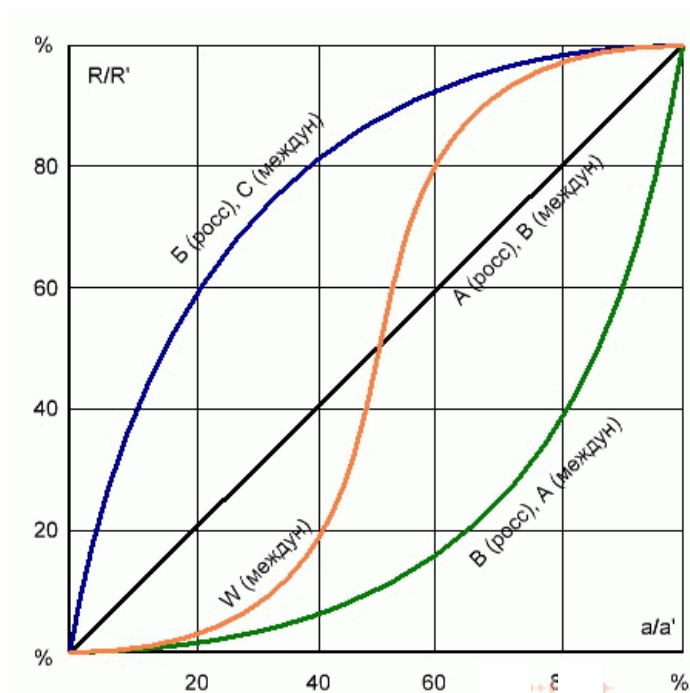


Рис. 7.4. Різні типи функціональних залежностей потенціометрів. По осі ординат вказана величина опору між крайнім початковим та ковзним контактами в відсотках, по осі абсцис – зміщення ковзного контакту від крайнього початкового положення в відсотках.

7.2. Варистори

До резисторів тісно примикає особливий вид нелінійних резистивних елементів – варистори. На відміну від резисторів, вони мають нелінійну ВАХ. Варистори виготовляються із пресованих напівпровідникових матеріалів: карбіду кремнію або оксиду цинку. ВАХ в області малих струмів (великих опорів) можна описати залежністю

$$I = \alpha U^{\beta}. \quad (7.1)$$

Для нелінійних елементів вводиться поняття *динамічного опору*, яке визначається як відношення малого приросту напруги до приросту струму:

$$R_{\partial}(U) = \frac{\Delta U}{\Delta I}. \quad (7.2)$$

Переходячи до диференціалів, знаходимо для варисторів:

$$R_{\partial}(U) = \frac{dU}{dI} = \frac{1}{\alpha\beta} \cdot U^{1-\beta}. \quad (7.3)$$

Динамічний опір будь-якого нелінійного елементу завжди є функцією напруги.

Співвідношення $\frac{U}{dU} \cdot \frac{dI}{I}$ визначає *порядок нелінійності вольт-амперної характеристики* будь-якого нелінійного елементу. Легко довести, що з урахуванням (7.1):

$$\frac{U}{dU} \cdot \frac{dI}{I} = \beta, \quad (7.4)$$

Тобто, порядок нелінійності ВАХ варистора не залежить від напруги.

Вигляд вольт-амперних характеристик з різними порядками нелінійності β представлені на рис. 7.5. Зазвичай значення нелінійності ВАХ для карбідно-кремнієвих варисторів складають від 2 до 10, а у оксидно-цинкових – від 20 до 60.

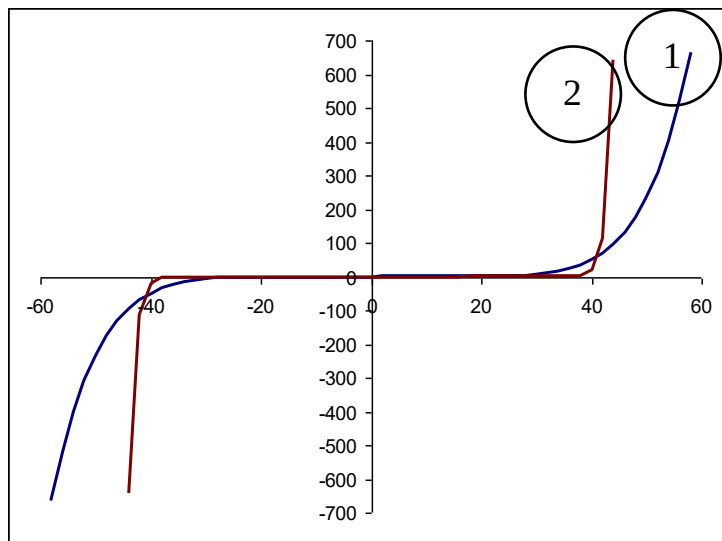


Рис 7.5. Нелінійні ВАХ варисторів.

1 – ВАХ с $\beta = 6$ (SiC-варистори); 2 – ВАХ с $\beta = 40$ (ZnO-варистори)

Як видно із графіків на рис.7.5 варистори мають властивість різко зменшувати свій опір при збільшенні прикладеної до нього напруги вище зазначеної порогової величини. Завдяки цій властивості варистори являються основним елементом схем захисту різноманітних пристроїв від імпульсних перенапруг. Вони підключаються паралельно до пристрою, що потребує захисту, – див. схему на рис. 7.6. При виникненні високовольтного імпульсу опір варистора різко зменшується від мільйонів Ом до долі Ома, і варистор шунтує пристрій, захищаючи його, та розсіює поглинуту енергію у вигляді тепла. При цьому через варистор може протікати імпульсний струм, який досягає декілька тисяч ампер. Оскільки варистор є практично безінерційний, то після зникнення перевантаження його опір одразу стає великим. Таким чином, варистор не впливає на роботу пристрою, що захищається, в нормальних умовах, але гасить імпульси небезпечної напруги. Чим вище порядок нелінійності ВАХ варистора – тим краще він працює в якості захисного елемента.



Рис.7.6. Схема включення варистора для захисту пристроїв від імпульсних перевантажень

Поряд з *порядком нелінійності ВАХ* розробники електронних схем враховують інші важливі характеристики варисторів, а саме:

Класифікаційна напруга $U_{кл}$ – напруга на варисторі при силі струму 1 мА.

Коефіцієнт захисту варистора – відношення напруги на варисторі при силі струму 100 А до напруги при силі струму 1 мА (тобто до класифікаційної напруги). Він характеризує можливість варистора обмежувати імпульси перенавантажень, і для варисторів на основі оксиду цинку знаходиться в межах 1,4...1,6. Таким чином, при зростанні напруги у 1,4...1,6 разів струм, який проходить через варистор, зростає в 100 000 раз.

Максимальний піковий струм варистора при зміні напруги варистора на 10% при *стандартному імпульсі струму*, прикладеного один або два рази з інтервалом в 5 хв.

Стандартний імпульс струму, він же «грозовий» імпульс 8/20 мсек – імпульс з зростанням сили струму до пікового значення протягом 8 мікросекунд та наступним спаданням сили струму на 50% за 20 мікросекунд.

Максимальна напруга обмеження: – це максимальна напруга U_P між виводами варистора протягом імпульсу струму 8/20 мсек.

Допустима потужність розсіювання: визначається геометричними розмірами варистора та конструкцією його відводів.

7.3. Конденсатори

Конденсатор – двополюсник з визначеним значенням електричної ємності та малої провідності (дуже великим опором); конденсатор служить для накопичення заряду та енергії електричного поля.

У найпростішому варіанті конструкція конденсатора складається із двох електродів у формі пластин (їх називають обкладинками), розділених діелектриком, товщина якого дуже мала у порівнянні з розмірами обкладинок. Для отримання великих значень електричної ємності використовуються діелектрики з високими значеннями відносної діелектричної проникності.

Конденсатор в колі постійного струму електричний струм не проводить, тому, що його обкладинки розділені діелектриком. Однак при включенні або виключенні напруги в колі відбувається заряд або розряд конденсатора, протягом перехідного процесу через конденсатор проходить струм перезарядки. По закінченню перехідного процесу струм через конденсатор знову не протікає. В колі змінного струму конденсатор проводить коливання змінного струму в результаті циклічної перезарядки конденсатора, замикаючись струмом зміщення.

Ємність конденсаторів вимірюється в Фарадах (позначається Ф або F); при маркуванні конденсаторів широко використовуються інші одиниці: пікофаради (10^{-12}Ф , позначення пФ або pF), нанофаради (10^{-9}Ф , позначення нФ або nF) та мікрофаради (10^{-6}Ф , позначення мкФ або μF).

Можливі номінальні значення ємностей конденсаторів визначаються номінальними рядами E3 – E192, тими ж самими, що й визначають номінальні значення опорів резисторів.

В даний час мають розповсюдження 2 основні системи маркування конденсаторів. Більш сучасною системою є кодова система маркування. Принцип кодового маркування такий: перші дві або три цифри є значущими цифрами номіналу, а остання цифра показує число нулів, яке необхідно додати

до значущих цифр, щоб отримати ємність в пікофарадах. Наприклад: кодом 683 позначається ємність 68×10^3 пФ = 68 нФ; кодом 755 позначається ємність 75×10^5 пФ = 7,5 мкФ; кодом 100 позначається ємність 10 пФ (останній 0 означає, що до значущих цифр нічого не дописується). Окреме правило існує для ємностей в діапазоні від 1,0 до 9,1 пФ: останньою цифрою в цьому випадку є 9. Наприклад, 399 позначається ємність 3,9 пФ, а кодом 109 – 1,0 пФ. Паралельно з кодовою використовується буквено-цифрова система маркування.

В таблиці 4 представлено сучасне буквено-цифрове маркування номінальних ємностей для ряду E24 в різних декадах.

Таблиця 7.4

Маркування конденсаторів

Діапазон номіналів	Шаблон маркування (x,z – значущі цифри)	Приклади	Варіанти застарілих маркувань
1 – 9,1 пФ	xRz	3 пФ: 3R0 5,6 пФ: 5R6	3 п; 3 р 5,6 п; 5,6 рF
10 – 91 пФ	xzp	27 пФ: 27p	27 рF
100 – 910 пФ (0,1 – 0,91 нФ)	nxz	510 пФ: n51 ; 300 пФ: n30 ;	510 рF 300 рF
1 – 9,1 нФ	xnz	2 нФ: 2n0 ; 7,5 нФ: 7n5	2000 рF 7500 рF
10 – 91 нФ	xzn	68 нФ: 68n	68 nF
100 – 910 нФ (0,1 – 0,91 мкФ)	Mxz	100 нФ: M10 120 нФ: M12	100 nF 120 nF
1 – 9,1 мкФ	xMz	4,7 мкФ: 4M7	4,7 μF
10 мкФ і вище	xzM	10 мкФ: 10M 4700 мкФ: 4700M	10 μF 4700 μF

За порядком допустимого відхилення електричної ємності від номінального значення конденсатори маркують таким же чином, як і резистори, у відповідності з таблицею 7.3.

Інші важливі параметри конденсаторів.

Тангенс кута діелектричних втрат. В ідеальному конденсаторі з нульовою провідністю діелектрика струм опереджає по фазі напругу на кут 90° ($\pi/2$ радіан). Однак у діелектриків реальних конденсаторів існує хоча й мала, але все ж ненульова провідність. Тому фактичний зсув фаз менше $\pi/2$ на деякий малий кут δ , який називають кутом діелектричних втрат. В характеристиках конденсатора вказується тангенс кута діелектричних втрат.

Номінальна напруга. Фактично є максимальною рекомендованою напругою, при якій гарантується працездатність конденсатора. Важливо пам'ятати, що кола змінного струму характеризуються діючим значенням напруги U_d . Наприклад, в побутовій мережі 220 В максимальна напруга досягає 311 В. Таким чином, необхідно вибирати для такого кола конденсатори з номінальною напругою більше ніж 311 В, найближчі стандартні значення номінальної напруги (у різних виробників) – 315, 350 або 400 В. Якщо електрична мережа, якою ми користуємося, не гарантує строгої симетрії фазних напруг, то в результаті перекосу фаз напруга може перевищувати вказане значення. Якщо ви бажаєте забезпечити саму високу надійність схеми, то варто врахувати, що при аварії у трьохфазній мережі фазна напруга навіть в неаварійній фазі може досягнути величини лінійного, тобто для побутової мережі – 380 В діючого значення і, значить, 540 В пікового значення. Таким чином, потрібно обирати конденсатор з номінальним значенням напруги 600 В. Дійсно, в такій схемі конденсатор буде збереженим, але не факт, що інші, особливо напівпровідникові елементи схеми, можуть зберегти працездатність.

Пробійна напруга. Це напруга, при якій в діелектрику конденсатора відбувається електричний пробій, в результаті якого конденсатор виходить із строю.

Температурний коефіцієнт ємності (ТКЄ) – відносна зміна ємності при зміні температури навколишнього середовища на один градус Цельсія (Кельвін).

Полярність. Конденсатори діляться на дві великі групи – неполярні та полярні. Полярні конденсатори – це, як правило, конденсатори великої ємності (починаючи від десятків мікрофарад і вище), вони можуть правильно працювати при умові, що на додатній обкладинці потенціал завжди буде більшим, ніж на від’ємній. Дана потреба обумовлена устроєм цих конденсаторів. Додатній вивід полярного конденсатора позначається символом «+».

Найбільш розповсюджені типи конденсаторів.

Паперові конденсатори. Конденсатори, в яких в якості діелектрика використовується папір, що просочений спеціальними маслами, воском, смолами або полімерами. Є неполярними. Використовуються як в колах змінного струму, так і в колах постійного струму. В компенсуючих установках для підвищення коефіцієнта потужності промислових приймачів та в якості фазозсувних конденсаторів в схемах управління однофазними двигунами змінного струму частіш за все використовуються паперові масляні конденсатори.

Плівкові конденсатори. Конденсатори, в яких в якості діелектрика замість паперу використовуються полімерні плівки. Є неполярними. Використовуються як в колах змінного струму, так і в колах постійного струму. В порівнянні з паперовими мають значно менші діелектричні втрати.

Слюдяні конденсатори. В якості діелектрика використовується природний матеріал – слюда. Практично не піддаються деградації – погіршенню параметрів з часом. Є неполярними. В даний час вони є дорогі порівняно з паперовими, плівковими та керамічними.

Керамічні конденсатори. В якості діелектрика використовується кераміка з дуже високою діелектричною проникністю (на основі титану барію), завдяки цьому дуже компактні. Керамічні конденсатори здатні працювати при досить високих напругах – до декількох тисяч вольт. Є неполярними.

Електролітичні конденсатори. Конденсатори великої ємності, починаючи від десятків мікрофард та до десятків тисяч мікрофард. Є полярними. Використовуються лише в колах постійного струму.

Твердотільні танталові конденсатори. Конденсатори великої ємності. Частіше за все випускаються в полярному виконанні, однак бувають і неполярними. Більш компактні, ніж електролітичні. Мають менші втрати. Можуть працювати на більш високих частотах, ніж електролітичні.

Іоністори. Відносно нові, занадто дорогі та рідкісні конденсатори ВЕЛИКОЇ ємності: від одиниць до тисяч Фарад (для порівняння – електрична ємність планети Земля менша за 1 Фараду). Іоністори є неполярними, хоча частина із них маркується, як полярні: при цьому вказується полярність остаточного заряду в іоністорі. Можуть використовуватися в якості тимчасових джерел струму. На відмінну від акумуляторів, в іоністорах не відбувається електрохімічних реакцій, тому в них не відбуваються процеси деградації, які характерні для акумуляторів. Витримують більш ніж 100000 циклів заряду-розряду без погіршення параметрів. Але мають свої недоліки, головний із яких – залежність напруги від величини заряду.

Позначення різних видів конденсаторів на електричних схемах представлені на рис. 7.6.

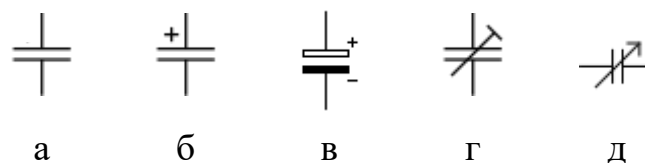


Рис 6.6. Позначення різних конденсаторів:

- а – конденсатор неполярний сталої ємності;
- б – конденсатор полярний сталої ємності
- в – конденсатор полярний електролітичний сталої ємності;
- г – підстроювальний конденсатор;
- д – конденсатор змінної ємності.

7.4. Котушки індуктивності

Котушка індуктивності – двополюсник з визначеним значенням індуктивності високою провідністю (низьким опором). Дуже часто замість терміну «котушка індуктивності» використовують слово «індуктивність», в даному випадку варто розрізняти контекст, де мова йде про власне котушку індуктивності, а де про властивості індуктивності.

Котушка індуктивності зазвичай являє собою намотаний на каркас провідник. Дуже часто для підвищення індуктивності в каркас вбудовується сердечник із феромагнітного матеріалу – електротехнічної сталі або фериту. Котушка індуктивності у колі постійного струму з встановленим значенням сили струму веде себе як звичайний резистор. При включенні струму в коло, котушка індуктивності запасає енергію в своєму магнітному полі. При відключенні зовнішнього джерела струму, котушка віддає накопичену енергію, для підтримання сили струму в колі. Під час цього перехідного процесу напруга на котушці зростає, в результаті цього може відбутися пробій ізоляції або виникнення дуги на комутуючому пристрої. В колі змінного струму за рахунок явища самоіндукції котушка індуктивності дає додатковий реактивний опір протіканню струму.

Індуктивність котушок вимірюється в Генрі (Гн), на практиці також використовують похідні одиниці – міліГенрі (мГн) та мікроГенрі (мкГн).

Котушка завжди має власний активний опір. Прийнято рахувати цей активний опір в послідовній (*serial*) схемі заміщення. Тому опір котушки може позначатися як просто R , а може – як R_{ser} . Опір котушки є причиною одного з видів енергетичних втрат у котушках: при проходженні струму у відповідності з законом Джоуля-Ленца частина енергії буде витрачатися на нагрів провідника.

Опір втрат. У котушках індуктивності крім згаданих енергетичних втрат виникають додаткові енергетичні втрати, обумовлені конструкціями котушок. По перше, на досить високих частотах струму втрати, пов'язані з нагрівом

провідника, можуть збільшуватися за рахунок скін-ефекту. При наявності сердечника втрати енергії відбуваються і в процесі переманічування сердечника (явище магнітного гістерезису), крім того, збуджені в сердечнику вихрові струми розігрівають його, і ці втрати енергії також можуть бути дуже суттєвими. На дуже високих частотах додаються ефекти, пов'язані з паразитною міжвитковою ємністю і втратами в діелектриках каркасу та ізоляції дроту. Врахувати вплив всіх втрат можливо при введенні параметру *опір втрат* R_B , при цьому $R_B > R_{ser}$.

Добротність. З опором втрат тісно пов'язана інша характеристика – добротність. Добротністю котушки індуктивності називається відношення реактивного опору котушки до опору її втрат. На практиці добротність котушок лежить в межах від 30 до 200. Підвищення добротності досягається оптимальним вибором діаметру та типу дроту, збільшенням розмірів котушки індуктивності та застосуванні сердечників з високою магнітною проникністю та малими втратами, особливими видами намоток.

У зв'язку з великою конструктивною різноманітністю котушок індуктивності та відносно малою їх долею в загальному числі електронних компонентів, що зазвичай використовуються, серійне виробництво котушок за стандартним номінальним рядом, як це робиться для резисторів або конденсаторів, економічно не вигідно.

Деякі різновидності котушок індуктивності.

1. Контурні котушки. Ці котушки використовуються разом із конденсаторами для утворення резонансних контурів. Головна вимога до контурних котушок – висока добротність.
2. Котушки зв'язку або трансформаторні котушки. Використовуються для гальванічної розв'язки різних частин електронної схеми. Енергія електричного струму (та інформація, яку переносить струм) передається від однієї котушки до іншої через магнітне поле.

3. Дроселі. Котушки, які використовуються у фільтрах нижніх та верхніх частот, а також в якості обмежувача швидкості зростання струму.

Позначення котушок на електричних схемах показані на рис. 7.7.

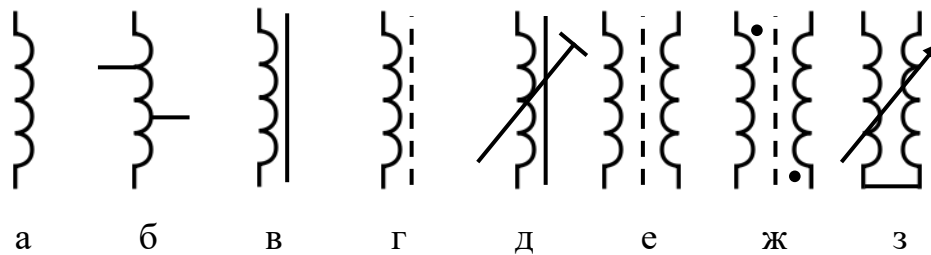


Рис. 6.7. Позначення деяких типів котушок на електричних схемах:

- а – котушка без магнітного сердечника (кількість піввитків на рисунку не має значення), б – котушка з відводами, в – котушка на феромагнітному сердечнику, г – котушка на магнітодіелектричному сердечнику, д – підстроювальна котушка (із змінною індуктивністю) на феромагнітному сердечнику, е – дві зв’язані котушки (трансформатор) на магнітодіелектричному сердечнику, ж - дві зв’язані зфазовані котушки на магнітодіелектричному сердечнику (точки означають початок намотування), з – варіометр (конструкція із двох котушок із змінною індуктивністю).

Питання до розділу 7

1. Перелічіть можливі номінальні ряди резисторів.
2. Запишіть формулу взаємозв'язку максимально допустимого струму через резистор і номінальної потужності.
3. Перелічіть основні групи резисторів за технологією виготовлення.
4. Вкажіть основні особливості обернено-логарифмічного типу резистора.
5. Накресліть типові ВАХ варисторів для різних порядків нелінійності.
6. Дайте визначення кута діелектричних втрат.
7. Вкажіть характерні значення електроємності для полярних конденсаторів.
8. Наведіть типові позначення конденсаторів на електричних схемах.
9. Визначте добротність.
10. Вкажіть область застосування котушок зв'язку або трансформаторних котушок.

РОЗДІЛ 8. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ: ДІОДИ ТА ТИРИСТОРИ. СХЕМИ ВИПРЯМЛЯЧІВ ТА РЕГУЛЯТОРІВ ПОТУЖНОСТІ

8.1. Вольт-амперна характеристика напівпровідникового діоду.

Діодом називається двополусник, який проводить електричний струм тільки в одному напрямку. Діоди бувають вакуумні та напівпровідникові. Вакуумні діоди на сьогоднішній час застосовуються не в багатьох випадках, коли використання напівпровідникових діодів не забезпечує необхідних параметрів електронних схем. В загальні економічно та технічно більш вигідніше використовувати напівпровідникові діоди. Тому в нашому курсі мова буде йти тільки про напівпровідникові діоди, які для кратності (де це можливо) ми будемо називати їх просто діодами. Позначення напівпровідникового діоду на електричних схемах показано на рис. 8.1. Необхідно відмітити, що такі позначення відносяться виключно до напівпровідникових діодів; вакуумні діоди позначаються інакше.

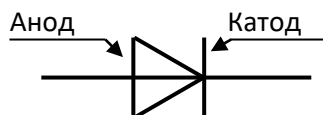


Рис. 8.1. Зображення напівпровідникового діоду на електричній схемі.

Коли до аноду прикладений позитивний потенціал відносно катоду (рис. 8.2 а), діод має дуже маленький опір та добре проводить струм. В цьому випадку говорять, що діод увімкнений в прямому напрямку, і до нього прикладена пряма напруга та через нього протікає прямий струм. Коли до аноду прикладений від'ємний потенціал відносно катоду (рис. 8.2 б), діод має великий опір та погано проводить струм. В цьому випадку говорять, що діод увімкнений у зворотному напрямку і до нього прикладена обернена напруга та через нього протікає зворотний струм.

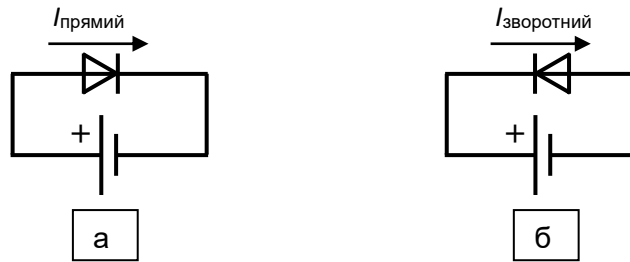


Рис. 8.2. Увімкнення діоду: **а** – у прямому, **б** – у зворотному напрямку.

Діод є нелінійним елементом. ВАХ напівпровідникового діоду може бути приблизно описана рівнянням

$$I(U) = I_0 \left[\exp\left(\frac{eU}{mkT}\right) - 1 \right] \quad (8.1)$$

де e – заряд електрона, k – стала Больцмана, T – абсолютна температура (в Кельвінах), m – коефіцієнт неідеальності ВАХ ($m > 1$), I_0 – зворотний струм насичення. Вигляд ВАХ напівпровідникового діоду представлений на рис. 8.3.

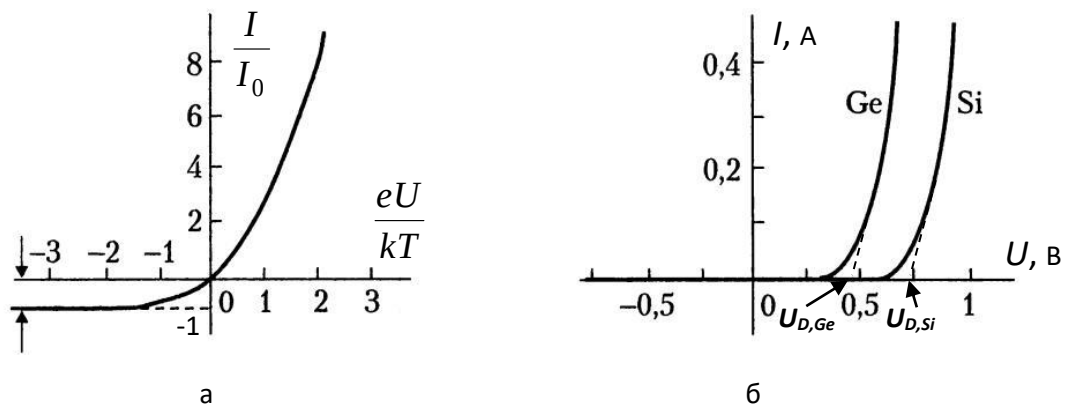


Рис. 8.3. ВАХ напівпровідникових діодів.

На рис.8.3 **а** показана ВАХ ідеального діоду ($m = 1$) у великому масштабі та в безрозмірних координатах. На додатних осях відкладені прямі напруги та струми, на від'ємних – зворотні. По осі абсцис відкладене відношення напруги до *теплогового потенціалу* kT/e ; одна одиниця осі напруг при $T=300$ К відповідає

приблизно 0,026 В. По осі ординат – відношення прямого струму діода до зворотного струму насичення; зворотний струм ідеального діода практично не залежить від величини зворотної напруги починаючи приблизно з 0,05 В та дорівнює I_0 .

На рис.8.3 **б** показані ВАХ реальних діодів на основі германію (Ge) та кремнію (Si) в звичайних координатах. Так як типові значення зворотних струмів для германієвих діодів складають величини порядку 10^{-5} – 10^{-6} А, а для кремнієвих – порядку 10^{-7} – 10^{-8} А, то в звичайному масштабі графіки зворотних струмів зливаються з віссю напруг. На графіках відмічені характерні напруги U_D , при перевищенні яких прямий струм діодів починає різко зростати із зростанням напруги. Для германієвих діодів ця величина складає зазвичай 0,3–0,4 В, а для кремнієвих – біля 0,7 В. Ця величина називається напругою відкривання діода. По суті – це умовна границя переходу від лінійної ділянки ВАХ ($U \ll mkT/e$) до експоненціальної ($U \gg mkT/e$).

Для того, щоб більш наглядніше представити ВАХ діода користуються наступним прийомом – вибирають різні масштаби для прямої та зворотної віток. Приклад ВАХ реального діода, побудованого в такий спосіб, показаний на рис. 8.4. Видно, що вона відрізняється від ідеальної ВАХ. Справа в тому, що приведена вище функціональна залежність струму від напруги добре описує лише прямий струм діода, при умові, що омичний опір напівпровідникового кристалу є несуттєвим у порівнянні з динамічним опором p - n переходу. При великих значеннях прямого струму відбувається *омичне виродження вольт-амперної характеристики*: вона стає лінійною (див. рис. 8.5), при цьому струм діода обмежується омичним опором самого кристалу.

У реальних діодів, як видно із графіків, зворотний струм залежить від напруги. При перевищенні зворотною напругою деякої критичної величини зворотний струм діода різко зростає. Це явище називається *електричним пробом p - n переходу або пробом діода*. Відповідна напруга називається

напругою пробою. Існує декілька механізмів пробою діода, кожному типу пробою притаманні визначені особливості зворотної вітки ВАХ – див. рис. 8.5.

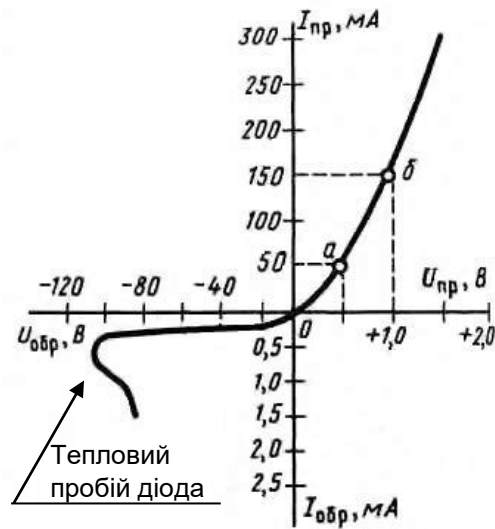


Рис. 8.4. ВАХ реального діода з різними масштабами для прямого та зворотного увімкнення; при зворотному увімкненні на ВАХ показана область теплового пробою

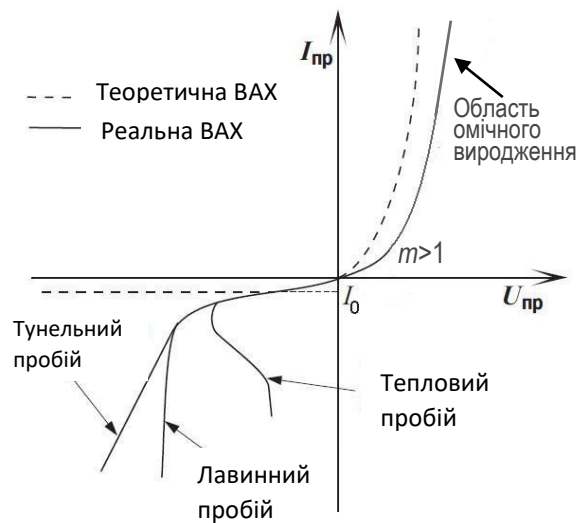


Рис. 8.5. Три види електричних пробіів на зворотній вітці ВАХ реальних діодів. Графік виконаний з різними масштабами для прямої та зворотної віток ВАХ.

Тунельний пробій відбувається в результаті квантового тунельного ефекту, який полягає у тому, що при більшій напруженості електричного поля, яке діє в p - n переході малої товщини, деякі електрони за рахунок ефекту квантового тунелювання проникають через перехід із області p -типу в область n -типу без зміни своєї енергії. Для тунельного пробою характерний різкий зріст зворотного струму при незначній зворотній напрузі – зазвичай декілька вольт. Тунельний пробій зворотний, він не приводить до руйнування діода. На основі цього ефекту працюють *тунельні діоди*.

Лавинний пробій. Коли до діода прикладена зворотна напруга, напруженість електричного поля в області p - n переходу може приймати великі значення. Розганяючись під дією сильного електричного поля в p - n переході неосновні носії заряду вибивають із атомів валентні електрони та перекидають

їх у зону провідності, утворюючи нові електронно-діркові пари. Утворені носії зарядів також розганяються та стикаються з іншими атомами, утворюючи наступні пари електрон-дірка. Процес набуває лавиноподібного характеру, що приводить до різкого збільшення зворотного струму при практично незмінній напрузі. Лавинний пробій також зворотний і не приводить до руйнування діоду. Даний ефект використовується в *стабілітронах* (про які піде мова нижче) та в *лавинних діодах*.

Тепловий пробій виникає в результаті перегріву p - n переходу, при протіканні через нього струму більшого значення та при недостатньому тепловідводі. При збільшенні прикладеної до p - n переходу зворотної напруги $U_{зв}$ потужність, яка розсіюється на ньому, зростає. Це приводить до збільшення температури переходу та сусідніх з ним областей напівпровідника. Як слідство зростання температури зростає ймовірність переходу електронів в зону провідності та утворення додаткових пар електрон-дірка із-за яких, в свою чергу, зростає сила струму та потужність, яка розсіюється на переході. В результаті відбувається лавиноподібне наростання температури p - n -переходу, що веде до його руйнування.

При конструюванні електронної апаратури частіше за все велике значення має температурна стабільність елементів, що використовуються. Прямі та зворотні струми діодів із різних напівпровідникових матеріалів достатньо сильно залежать від температур. Цю обставину необхідно враховувати при розробці електронної апаратури.

8.2. Основні характеристики діодів та їх маркування.

Діоди – достатньо широкий клас напівпровідникових приладів, які виконують різні задачі в електронних схемах. Перелік параметрів, які включені в технічний опис напівпровідникових діодів, вибирається з урахуванням їх фізико-технологічних особливостей та області їх використання. В багатьох

випадках важливо знати про їх статичні, динамічні та граничні параметри. *Статичні параметри* характеризують поведінку приладів при постійному струмові, *динамічні параметри* – їх частотно-часові властивості, *граничні параметри* визначають область стійкої та надійної роботи. Розрізняють також *загальні параметри*, якими характеризується будь-який напівпровідниковий діод, та *спеціальні параметри*, вони властиві лише окремим видам діодів.

До загальних параметрів діодів відносять: параметри розсіювальної потужності, теплові параметри, максимально пробивні та максимально допустимі значення струму та напруги, параметри, які визначаються по вигляду ВАХ приладу, параметри, які характеризують основні властивості *p-n*-переходу. Нижче вказані лише найважливіші загальні параметри напівпровідникових діодів.

Прямий струм. В результаті прикладення до діоду сталої прямої напруги від протікання прямого струму I_{np} *p-n*-перехід розігрівається. Прямий струм, при якому температура *p-n*-переходу діода досягає максимально допустимого значення, називається *максимальним допустимим прямим струмом* $I_{np\ max}$. Найбільш допустиме миттєве значення прямого струму діода називають *максимальним імпульсним прямим струмом* $I_{np\ imp\ max}$.

Зворотний струм та напруга. Важливішим параметром діода є *максимально допустима зворотна напруга* $U_{обр\ max}$, при якій не відбувається пробій *p-n*-переходу. *Зворотний струм* $I_{обр\ max}$ характеризує граничне значення зворотного струму, обумовленого зворотною напругою.

Розсіювальна потужність. Коли через діод проходить струм, при заданій напрузі на діоді виділяється потужність $P_d = I \cdot U$. При подачі на діод змінної напруги, загальна потужність, яка розсіюється діодом, дорівнює сумі потужностей розсіювальних при проходженні струму в прямому та зворотному напрямках. *Середня розсіювальна потужність* P_{cp} визначається як середнє за період значення потужності, що розсіюється діодом при протіканні прямого та

зворотного струмів. Максимальне значення розсіювальної потужності, при якій гарантується довга та стабільна робота діода, називається *максимально допустимою потужністю розсіювання* діода. Найбільше миттєве значення потужності, яку розсіює діод, називається *імпульсною розсіювальною потужністю*.

Температура. Виділення потужності супроводжується нагріванням діода, що приводить до зростання зворотного струму та збільшення ймовірності виникнення теплового пробоя *p-n*-переходу. Для того, щоб запобігти тепловому пробоям температура *p-n*-переходу повинна бути меншою за *максимально допустиму температуру* переходу $T_{n\max}$. Як правило, ця температура для германієвих діодів складає 70°C, а для кремнієвих 125°C. Враховуючи конструктивні особливості діода та умови його експлуатації, іноді нормується *максимальна температура корпусу* діода та *максимальна температура навколишнього середовища* поблизу діода.

Тепловий опір. Перепад температур між переходом та навколишнім середовищем визначається як: $T_n - T = R_m \cdot P_d$, де R_m – тепловий опір, що характеризує умови відводу теплоти від діода (визначається конструкцією корпусу, наявністю радіатора і т.д.). В залежності від розташування контрольної точки, в якій проводиться вимірювання температури, розрізняють: *тепловий опір перехід – навколишнє середовище* та *тепловий опір перехід – корпус діода*. Тепловий опір перехід – середовище необхідно знати для розрахунку допустимої розсіювальної потужності малопотужних діодів зазвичай працюючих без тепловідводу, а тепловий опір перехід – корпус – для розрахунку режиму роботи потужних приладів при наявності зовнішнього радіатора. При визначенні теплових режимів у випадку коли діоди працюють при малих імпульсах використовується *перехідний тепловий опір діода*.

Ємність переходу. Зміна зовнішньої напруги dU на *p-n*-переході приводить до зміни накопиченого в ньому заряду dQ . Тому *p-n*-перехід веде

себе подібно конденсатору, ємність якого $C = dQ/dU$. Розрізняють зарядну (бар'єрну) та дифузійну ємності. *Зарядна (бар'єрна) ємність* визначається зміною некомпенсованого заряду іонів напівпровідникового кристалу при зміні ширини затримуючого шару під дією прикладеної зворотної напруги. При збільшенні прикладеної прямої напруги зростає концентрація інжектованих носіїв заряду поблизу межі переходу, що можна розглядати як прояв деякої ємності. Її називають *дифузійною ємністю*. При включенні *p-n*-переходу у прямому напрямку має перевагу дифузійна ємність, а при включенні у зворотному напрямку – зарядна.

Повний список загальних параметрів діодів та їх прийнятих позначень можна знайти в будь-якому довіднику по напівпровідниковим приладам.

У відповідності з їх спеціалізацією діоди діляться на декілька підкласів.

Випрямляючі діоди застосовуються в колах управління, комутації, в обмежуючих та розв'язуючих колах, в джерелах струму для випрямлення змінної напруги, в схемах примноження напруги, де не пред'являються високі вимоги до частотних та тимчасових параметрів сигналу. В залежності від значення максимального прямого струму розрізняють *випрямляючі діоди малої потужності* ($I_{np\ max} \leq 0,3\ A$), *середньої потужності* ($0,3\ A < I_{np\ max} \leq 10\ A$) та *великої потужності* ($I_{np\ max} > 10\ A$). Діоди малої потужності можуть розсіювати виділену на них теплоту своїм корпусом, діоди середньої та великої потужності повинні розташовуватися на спеціальних тепловідводних радіаторах, що передбачається в т.ч. та відповідною конструкцією їх корпусів

Імпульсними називають діоди, які мають малий час перехідних процесів та призначені для роботи в тригерних та генераторних схемах, обмежувачах, комутаторах та інших імпульсних пристроях. Кращі імпульсні характеристики мають деякі спеціальні види діодів: *діоди з накопиченням заряду*, *діоди Шоткі*, *діоди Мота*, *p-i-n-діоди*.

Універсальними називають діоди, які застосовують для випрямлення, модуляції, детектування та інших нелінійних перетворень електричних сигналів, частота яких не перевищує 1 ГГц.

Надчастотні (НВЧ) називають напівпровідникові діоди, які використовують для перетворення, детектування, підсилення, множення, генерування та управління рівнем потужності сигналів сантиметрового та міліметрового діапазонів хвиль ($f > 1$ ГГц). Мала електрична стійкість діодів НВЧ потребує особливої обережності у використанні з ними. Діоди повинні зберігатися в закритих металевих патронах. Необхідно виключати можливість розряду через діод, витягнений із патрону, статистичної електрики, накопиченої на тілі, в блоках апаратури і т.д.

Варікапи – це напівпровідникові діоди, в яких використовується залежність бар'єрної ємності p - n -переходу від зворотної напруги. Варікапи зручні тим, що подаючи на них сталу напругу зміщення, можна дистанційно та практично безінерційно змінювати їх ємність. Варікапи застосовують для переналаштування частоти коливальних контурів та фільтрів, підсилення та генерації НВЧ сигналів або автопідстроювання частоти.

Стабілітрони та *стабістори*. Стабілітроном називають напівпровідниковий діод, у якого напруга зворотної вітки ВАХ в області електричного пробоя слабо залежить від значення струму, який проходить. В області пробоя *напруга стабілізації* U_{cm} лише незначно змінюється при великих змінах *струму стабілізації* I_{cm} . Така характеристика використовується для отримання стабільної (опорної) напруги. Стабілітрони, які існують, мають мінімальну напругу стабілізації приблизно 3 В. Для отримання меншої напруги стабілізації використовується пряма вітка ВАХ p - n -переходу, а напівпровідникові прилади, які реалізують таку функцію називаються стабісторами. В області прямого зміщення p - n -переходу напруга на ньому має значення 0,7...2 В та мало залежить від струму. Стабістори дозволяють стабілізувати тільки малі напруги, не більше як 2 В.

Випромінюючі діоди. Напівпровідниковий світловипромінювальний діод – це напівпровідниковий прилад, призначений для перетворення електричної енергії в енергію некогерентного світлового випромінювання. В залежності від довжини хвилі випромінювання, *випромінюючі діоди* діляться на дві групи: з випромінюванням у видимій частині (жовтий, зелений, червоний, оранжевий, синій; саме їх частіше за все і називають *світлодіодами*) та інфрачервоний (т.н. *ІЧ-діоди*).

Фотодіоди – це світлочутливі напівпровідникові прилади. Зворотний струм *p-n*-переходу фотодіода залежить від його освітлення. Фотодіоди використовують в якості датчиків освітлення та як приймачів світлового сигналу в *оптоелектронних* схемах.

Тиристори. Це особлива група діодів, які ще називаються управляючими діодами. Пристрій цих приладів дозволяє «вмикати» та «вимикати» їх за допомогою особливих управляючих сигналів на окремий контакт або величиною поданої на них напруги. У ввімкненому стані прилад працює як звичайний діод, а у вимкненому стані – розмикає коло та не проводить струм ні в якому напрямку.

Позначення діодів складається із шести символів. Перший символ (буква або цифра) позначає матеріал діода, при цьому цифрою позначаються діоди, які можуть витримати більш високу температуру:

Г або 1 – германій;

К або 2 – кремній;

А або 3 – з'єднання галію.

Другий (буква) вказує на підклас приладів:

А – Надвисокочастотні;

Б – з об'ємним ефектом Гана (діоди Гана);

В – варіапи;

Г – генератори шуму;

Д – випрямляючі, універсальні, імпульсні;

И – *тунельні та обернені*;

К – *стабілізатори струму*;

Л – випромінюючі;

Н – *діодні тиристори (диністори)*;

С – стабілітрони, стабістори;

У – *тріодні тиристори (триністори та симістори)*;

Ф – фотодіоди;

Ц – *випрямляючі стовпи* та блоки.

Третій символ (цифра) позначає класифікаційний номер, за яким розрізняють діоди всередині даного типу (наприклад: **1** – малої потужності, **2** – середньої потужності, **3** – великої потужності, **4** – універсальні і т. д.).

Четвертий та п'ятий символи (цифри) позначають порядковий номер розробки (від 1 до 99).

Шостий символ (буква), вказує різницю за параметрами, які не являються класифікаційними (наприклад, у випрямляючих діодах шостий символ несе інформацію про гранично допустиму обернену напругу).

Приклади маркування діодів: КД202Ж – кремнієвий випрямляючий діод середньої потужності; КС168А – кремнієвий стабілітрон малої потужності; КУ202Н – кремнієвий тиристор середньої потужності; АЛ102Б – арсенід-галієвий світлодіод малої потужності; КЦ104А – блок із декількох випрямляючих діодів малої потужності в одному корпусі.

Напівпровідникові діоди, які випускалися раніше маркувалися буквою «Д» з порядковим номером розробки. Такі діоди ще зустрічаються в запасах, але вже не використовуються в конструюванні нової апаратури. Наприклад: Д9Ж – малопотужний детекторний германієвий діод; Д223А – імпульсний

кремнієвий діод; Д242Б – потужний кремнієвий випрямляючий діод; Д818Е – кремнієвий прицезійний стабілітрон.

Для напівпровідникових діодів з малими розмірами корпусу використовується кольорове маркування у вигляді міток, які наносяться на корпус приладу.

8.3. Випрямляючі схеми на напівпровідникових діодах.

Випрямляючими схемами або *випрямлячами* називаються схеми, які перетворюють змінний синусоїдальний струм в постійний.

В простому випадку випрямлячем змінного струму може служити один діод, який вмикається перед навантаженням R_H – рис 8.7 а. Так як струм через діод VD1 проходить тільки протягом однієї половини періоду коливання вхідної напруги (рис. 8.7 б), тоді дана схема представляє собою *однонапівперіодний випрямляч*. Однонапівперіодний випрямляч використовує лише одну на півхвилю вхідної напруги, тому його ефективність низька, та практично використовується дуже рідко.

Набагато кращу ефективність мають *двонапівперіодні випрямлячі*, в яких обидві напівхвилі вхідної напруги перетворюються у вихідну сталу напругу. На рис. 8.8 а показана схема *двонапівперіодного випрямляча із середньою точкою*. Вхідна напруга подається через спеціальний трансформатор Тр1, вторинна обмотка АБ якого має вивід від своєї середини – *середньої точки*. В цьому випадку на кінцях вторинної обмотки відносно середньої точки будуть дорівнювати за величиною та протилежні по фазі напруги U_A та U_B . В той час, коли на виводі обмотки А присутній позитивний потенціал, на виводі обмотки Б присутній від’ємний потенціал, в результаті струм проходить тільки через діод VD1. А коли на виходах обмотки АБ знаки потенціалу змінюються на протилежні, струм проходить тільки через діод VD2. В результаті, через

навантаження випрямлений струм проходить протягом обох напівперіодів вхідної змінної напруги – див. рис. 8.8 б .

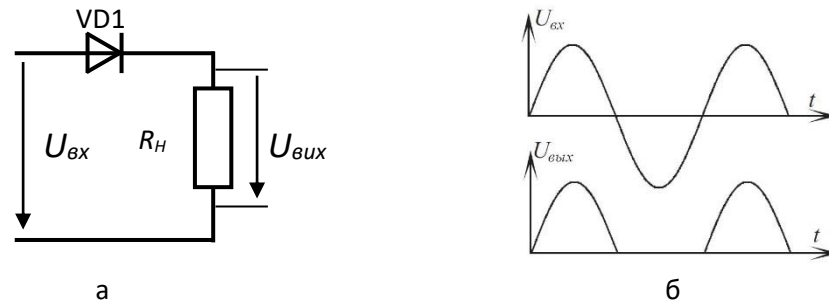


Рис. 8.7. Однонапівперіодний випрямляч (а) та його напруги (б)

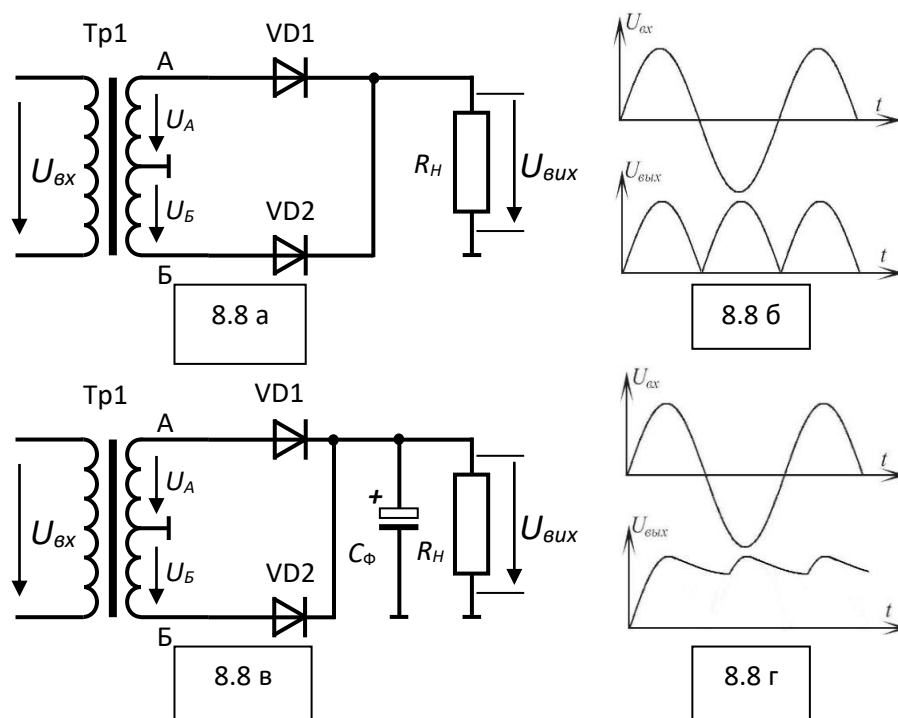


Рис. 8.8. Двонапівперіодний випрямляч з середньою точкою (а) та його напруги (б); застосування RC-ФНЧ на виході (в) та напруги випрямляча з ФНЧ

Знайдемо середню випрямлену напругу U_d на виході двонапівперіодного випрямляча, про інтегрувавши вихідну напругу за пів періоду від 0 до π :

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_{\max,A} \sin \omega t d\omega t = -\frac{U_{\max,A}}{\pi} \cos \omega t \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_{\max,A}}{\pi} \quad (8.2)$$

В цій формулі $U_{\max,A}$ – амплітуда напруги між точкою А та середнім виводом (вона дорівнює амплітуді напруги між точкою Б та середнім виводом). Переходячи від максимального до діючого значення напруги на вторинній обмотці трансформатора U_A , отримаємо, що

$$U_d = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_A}{\pi} \approx 0,91 \cdot U_A \quad (8.3)$$

При цьому середнє значення прямого струму через кожен діод складає половину середнього струму, який протікає через навантаження, так як діоди пропускають струм по однаковій кількості часу по черзі. Максимальна зворотна напруга на випрямляючих діодах $U_{\max,3\phi}$ дорівнює подвоєному максимальному значенню випрямляючої напруги, або

$$U_{\max,3\phi} = 2\sqrt{2} \cdot U_A = \pi U_d. \quad (8.4)$$

Як видно із рис. 8.8 б, вихідна напруга двонапівперіодного випрямляча є пульсуючою. Його можна представити у вигляді суми сталої напруги U_d та деякої змінної напруги. Ця змінна напруга в свою чергу представляє собою суму парних гармонік випрямляючої напруги. Відношення амплітуди всіх гармонік до U_d називається *коефіцієнтом пульсацій*; для двонапівперіодного випрямляча коефіцієнт пульсацій складає приблизно 0,66; при цьому основний внесок в пульсації вносить друга гармоніка. При випрямленні струму промислової частоти 50 Гц основні пульсації на виході однофазних двонапівперіодних випрямлячів відбувається з частотою 100 Гц.

Для зниження пульсацій на виході випрямляча можна застосувати *фільтруючий конденсатор* великої ємності C_F (як правило, вмикають

полярний електролітичний конденсатор – рис. 8.8 в). При цьому в області максимумів вихідної напруги конденсатор буде накопичувати заряд, а в області мінімумів конденсатор буде розряджатися через навантаження і цим згладжувати пульсації вихідної напруги – див. рис. 8.8 г.

Ще однією схемою двонапівперіодного випрямляча є *діодний міст*. Приклад такої схеми показаний на рис. 8.9 а. Для зниження пульсацій на виході випрямляча застосований ФНЧ, утворений елементами $C1$, $L1$ та $C2$, з частотою зрізу набагато меншої частоти пульсацій. Діодний міст утворюють діоди $VD1$ - $VD4$. Коли потенціал точки А відносно точки Б позитивний, струм проходить через діод $VD1$, коло ФНЧ, навантаження R_H та діод $VD3$. Коли потенціал точки А відносно точки Б змінюється на від'ємний, струм проходить від точки В через діод $VD2$, коло ФНЧ, навантаження та діод $VD4$. Зображення діодного мосту АБВГ на схемі може бути замінений спрощеним позначенням, яке представлено на рис. 8.9 б.

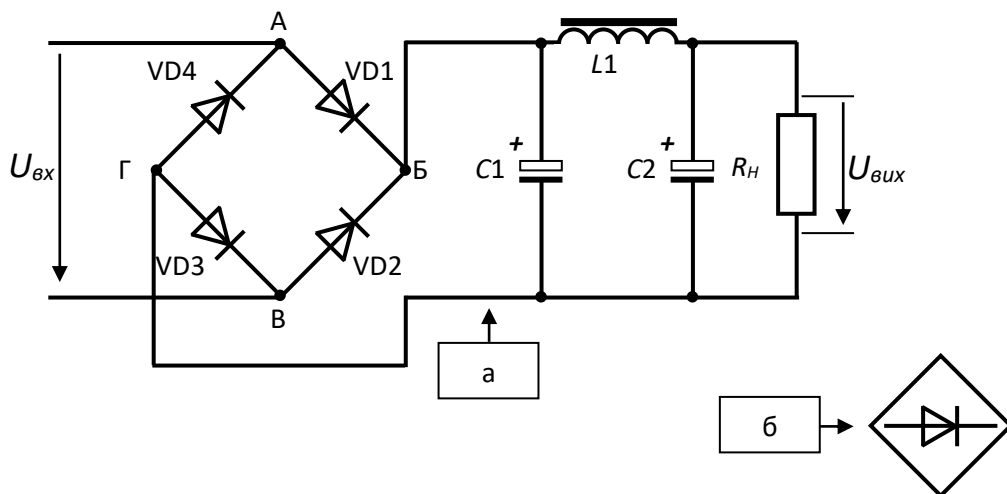


Рис. 8.9. Двонапівперіодний мостовий випрямляч з фільтром нижніх частот $C1$ - $L1$ - $C2$ для придушення пульсацій вихідної напруги (а) та особливе позначення діодного моста (б).

Середня випрямляюча напруга U_d на виході мостового випрямляча така ж сама, як і у випрямляча із середньою точкою. Середнє значення прямого струму через кожний діод також складає половину середнього струму, що

протікає через навантаження. А максимальна зворотна напруга на кожному діоді мосту буде в 2 рази нижчою, ніж в схемі із середньою точкою, а конкретніше

$$U_{\max,3\phi} = \pi U_d / 2, \quad (8.5)$$

так як у зворотному напрямку завжди виявляється увімкнені 2 діоди. Правда, це справедливо якщо припустити ідентичності характеристик діодів. На практиці існує розкид характеристик, в результаті якого $U_{\max,3\phi}$ у одного із діодів завжди буде більше, а у іншого менше розрахованої величини. Це слід враховувати при проектуванні випрямляча.

Для навантажень середньої та великої потужності використовують *трьохфазні випрямлячі*, які перетворюють в постійний струм трьохфазну систему напруг. Так як випрямляч отримує трьохфазну систему напруг від трьохфазного трансформатора, а для ефективної роботи останнього важливо зберігати баланс магнітних потоків у трьохфазному магнітопроводі, то до схем трьохфазних випрямлячів ставляться більш строгі вимоги, ніж до однофазних.

Найпростіший трьохфазний випрямляч за *схемою Міткевича* показаний рис. 8.10. Первинна обмотка трьохфазного трансформатора TV може бути увімкнена як зірка або як трикутник. Вторинна обмотка повинна бути увімкнена зіркою із виведенням нейтральним дротом. В кожену вторинну обмотку увімкнено по діоду. Навантаження R_n підключено між катодами діодів і нейтральним дротом. В цьому випадку в кожний момент часу випрямлений струм проходить лише через той діод, анод якого підключений до виводу обмотки, який має невеликий позитивний потенціал по відношенню до нейтральної точки трансформатора. Кожний діод на інтервалі одного періоду проводить струм протягом третини періоду, у фазах коливання це буде $2\pi/3$ радіан. У навантажені струми, які проходять через всі три діоди, складаються. Тому випрямлена напруга буде змінюватися по кривій, яка буде огинати позитивні напівхвилі фазних напруг вторинних обмоток трансформатора U_{2a} ,

U_{2b} , U_{2c} (рис.33.2). Переключення діодів відбувається у моменти, відповідні перетину позитивних напівхвиль напруги.

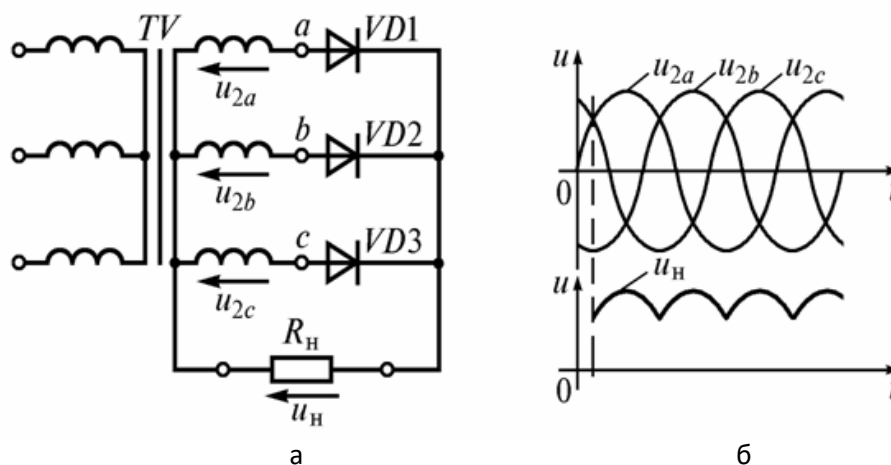


Рис. 8.10. Трьохфазний випрямляч за схемою Міткевича (а) та його напруги (б)

Знайдемо середнє значення випрямленої напруги схемою Міткевича:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{3}} U_{\max,2,\phi} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{\max,2,\phi} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{2,\phi} \approx 1,17 \cdot U_{2,\phi}, \quad (8.6)$$

тут $U_{\max,2,\phi}$ – амплітудне значення фазної напруги у вторинній обмотці, а $U_{2,\phi}$ – діюче значення фазної напруги у вторинній обмотці трьохфазного трансформатора. Середній струм кожного діода в три рази менший середнього струму навантаження. Максимальна зворотна напруга кожного діода дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинної обмотки:

$$U_{\max,3\phi} = \sqrt{3}\sqrt{2} \cdot U_{2,\phi} = \frac{2\pi}{3} U_d \approx 2,09 \cdot U_d. \quad (8.7)$$

Частота пульсацій на виході дорівнює $3 \cdot f$, де f – частота випрямленої напруги. Коефіцієнт пульсацій трьохфазного випрямляча за схемою Міткевича дорівнює 0,6.

Суттєвим недоліком даної схеми є те, що струми одного напрямку проходять лише через вторинні обмотки (випрямлений струм), утворюють у взаємопов'язаних стержнях трьохфазного трансформатора додатковий постійний магнітний потік. Щоб не допустити насичення магнітної системи за рахунок цього додаткового потоку, доводиться збільшувати переріз стержнів та габаритів трансформатора. Трьохфазну схему Міткевича з нейтральною точкою застосовують лише в малопотужних силових установках.

Вказаний недолік виправлений у схемі Кюблера (6-діодний випрямляч з нейтральною точкою та вирівнювальним реактором), в схемах Ларіонова (6-діодні «напівмостові» випрямлячі без нейтральної точки – зірка Ларіонова та трикутник Ларіонова) і в трьохмостових 12-діодних схемах. В даний час найбільш розповсюдженими є випрямлячі за схемами Ларіонова.

На рис. 8.11 представлена схема «зірка Ларіонова».

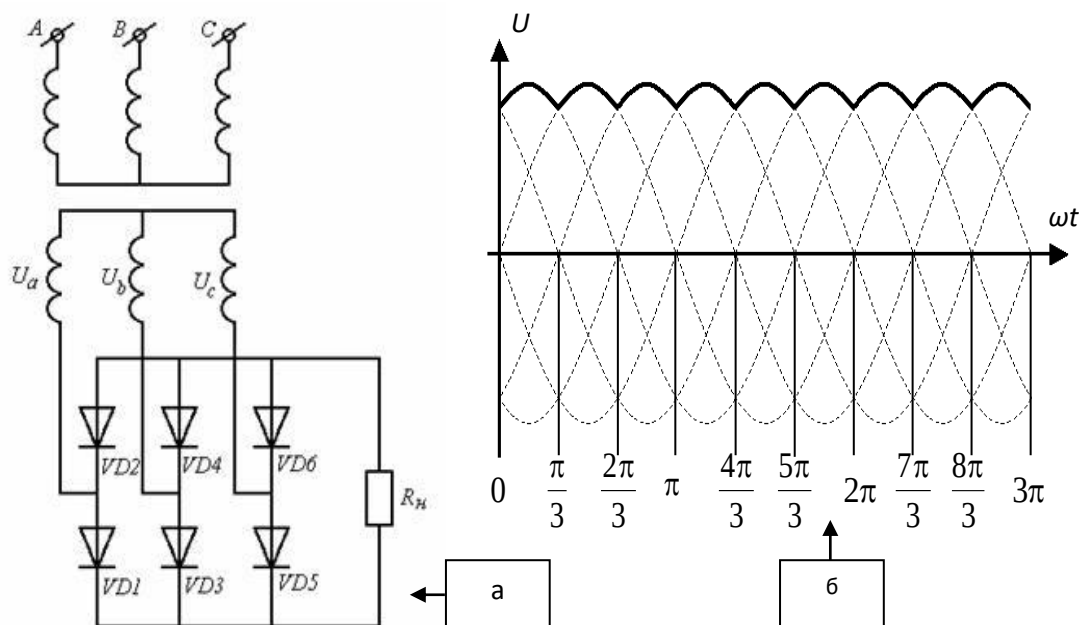


Рис. 8.11. Трьохфазний випрямляч за схемою Ларіонова (а) та його напруги (б)

Випрямляч, побудований за даною схемою, складається із трьохфазного двохобмотного трансформатора, вторинні обмотки якого з'єднуються у зірку або трикутник, та двох груп діодів: анодної та катодної, кожна із яких має по

три діоди. Додатним полюсом є загальна точка катодної, а від'ємним полюсом — анодної груп діодів. При роботі цієї схеми випрямляються обидві напівхвилі змінних напруг всіх вторинних обмоток трансформатора, завдяки чому пульсації випрямленої напруги значно зменшуються. В схемі в кожний момент працює той діод катодної групи, у якого анод має найбільший позитивний потенціал, а разом з ним той діод анодної групи, у якого катод має найбільший за абсолютною величиною від'ємний потенціал. Випрямлена напруга буде змінюватися по огибаючій з частотою пульсації, яка дорівнює $6 \cdot f$ (рис. 8.11 б).

Знайдемо середнє значення випрямленої напруги у схемі Ларіонова:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} U_{\max, 2, \phi} \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_{\max, 2, \phi} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{2, \phi} \approx 2,34 \cdot U_{2, \phi} \quad (8.8)$$

Випрямлена напруга виявляється у 2 рази вище, ніж в схемі Міткевича. Середній струм кожного діоду також, як і в схемі Міткевича в три рази менше середнього струму навантаження. Максимальна зворотна напруга кожного діода також дорівнює амплітуді лінійної напруги вторинної обмотки:

$$U_{\max, зв} = \sqrt{6} \cdot U_{2, \phi} \approx 1,05 \cdot U_d \quad (8.9)$$

Коефіцієнт пульсацій дорівнює 0,14. В схемі ефективно використовуються діоди та трансформатор, у яких в сердечниках відсутнє вимушене підмагнічування. Якість випрямленої напруги є високою. У сполученні із простотою схеми це забезпечує широке використання трьохфазних випрямлячів Ларіонова.

8.4. Стабілізація напруги за допомогою стабілітронів.

Стабілітрони, будучи спеціалізованими діодами для стабілізації напруги, характеризуються наступними спеціальними параметрами.

Напруга стабілізації U_{cm} . Напруга, яка встановлюється на виходах стабілітрона при протіканні через нього зворотного струму в межах $I_{cm\ min} \dots I_{cm\ max}$ (про ці струми див. нижче), називається *напругою стабілізації*. Фактично, напруга стабілізації – це зворотна напруга, при якій виникає стійкий лавинний або тунельний пробій діода. Напруга стабілізації U_{cm} незначно залежить від струму I_{cm} та від зміни температури.

Мінімально допустимий струм стабілізації $I_{cm\ min}$. При малих зворотних струмах стабілітрон працює на початковій ділянці вольт-амперної характеристики, де ще не виникає пробій діода. Величина мінімально допустимого струму стабілізації $I_{cm\ min}$ задає мінімальний струм, при якому гарантується введення *p-n*-переходу стабілітрона в режимі стійкого пробою і, як слідство, стабільне значення напруги стабілізації U_{cm} .

Максимально допустимий струм стабілізації $I_{cm\ max}$. Це максимальний струм, при якому гарантується надійна робота стабілітрона. Він визначається максимально допустимою розсіювальною потужністю приладу.

Температурний коефіцієнт напруги стабілізації (ТКН) показує, на скільки процентів зміниться напруга стабілізації при зміні температури приладу на 1°C. Цей параметр у стабілітронів з лавинним пробоем ($U_{cm} > 6\text{ В}$) позитивний, а у стабілітронів з тунельним пробоем ($U_{cm} < 6\text{ В}$) та стабісторів – від’ємний. У стабілітронів з $U_{cm} \approx 6\text{ В}$ (коли діють обидва механізми пробою) ТКН мінімальний.

На рис. 8.12 показана схема простішого паралельного параметричного стабілізатора напруги. Зверніть увагу на особливе позначення діода V1 – коротка риска, перпендикулярна лінії катода, є знаком яким розрізняють стабілітрон та звичайний діод.

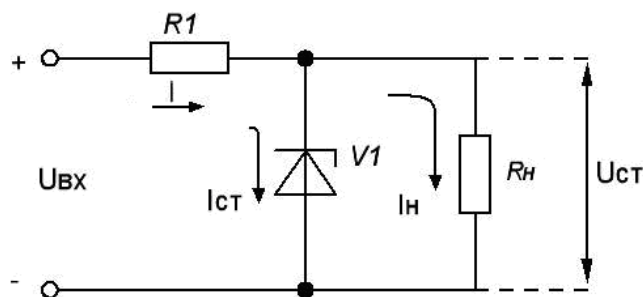


Рис. 8.12. Паралельний параметричний стабілізатор напруги на стабілітроні V1.

Даний стабілізатор напруги представляє собою подільник напруги на баластному резисторі R1 та стабілітроні V1 – останній виконує роль другого резистора. На вхід подільника подається нестабільна напруга, яка змінюється в діапазоні від $U_{вх, \min}$ до $U_{вх, \max}$, а вихідна стабілізована напруга $U_{ст}$ знімається із стабілітрона. На баластному резисторі падає різниця між вхідною напругою та напругою стабілізації стабілітрона: $U_1 = IR_1 = U_{вх} - U_{ст}$. При цьому струм тече через баластний резистор розгалужується на два струми: струм стабілітрона та струм навантаження: $I = I_n + I_{ст}$. Із цих відношень випливає:

$$U_{вх} = U_{ст} + (I_n + I_{ст}) \cdot R_1. \quad (8.10)$$

Для нормальної роботи стабілізатора необхідно, щоб струм через стабілітрон завжди був в межах від $I_{ст, \min}$ до $I_{ст, \max}$. Максимальний струм навантаження $I_{н, \max}$ повинен бути таким, щоб при мінімальній вхідній напрузі через стабілітрон протікав мінімальний струм стабілізації. Із цієї умови можна визначити необхідну величину баластного резистору:

$$R_1 = \frac{U_{вх, \min} - U_{ст}}{I_{н, \max} + I_{ст, \min}} \quad (8.11)$$

Із виразів (8.10) і (8.11) легко знайти, що

$$I_{н, \max} - I_{н, \min} = I_{ст, \max} - I_{ст, \min} - \frac{U_{вх, \max} - U_{вх, \min}}{R_1}, \quad (8.12)$$

або, позначивши різницю між максимальними та мінімальними значеннями символом Δ ,

$$\Delta I_n = \Delta I_{ct} - \frac{\Delta U_{ex}}{R_1} \quad (8.13)$$

Тобто, допустимі зміни струму через навантаження менше діапазону допустимих струмів стабілізації стабілітрона. Якщо допустити, що навантаження може бути зовсім відключено, тобто $I_{n,\min}=0$, то очевидно, що максимальний струм навантаження повинен бути меншим максимального струму стабілізації стабілітрона.

Типові значення максимального струму стабілізації стабілітронів – одиниці або десятки міліампер. Тому для потужних навантажень приведена схема стабілізатора напруги не застосовується. Але вона входить до складу більш складних схем потужних стабілізаторів як джерело опорної напруги.

8.5. Тиристори.

Тиристори – напівпровідникові прилади з двома стійкими станами: відкритим та закритим; Тиристори можуть переключатися із закритого стану у відкритий і навпаки. Існує три різновидності тиристорів: *диністори*, *триністори* та *симістори*.

Диністор (діодний тиристор), як і звичайний діод, має два виводи. Він вмикається у провідний стан при подачі на виводи прямої напруги, більше за деяку порогову "напругу увімкнення". Після увімкнення диністор залишається у провідному стані до тих пір, доки сила струму через нього перевищує визначений рівень, який називається "струмом утримання". На практиці вимикання диністора зазвичай відбувається при зменшенні анодної напруги до рівня, яке дуже близьке до нуля. Позначення диністора на електричних схемах показано на рис. 8.13.а ВАХ диністора – на рис. 8.14.а. На ВАХ виділені характерні області і точки. На ділянці 1-2 тиристор закритий, його опір дуже

великий, через нього протікає струм витіку. При досягненні напруги увімкнення U_B опір диністора починає лавинообразно падати – прилад відкривається. Лавинообразне відкриття тиристора завершується в точці 3, при цьому падіння напруги на диністорі зменшиться до 1-2 вольт. На ділянці 2-3 диністор має від’ємний диференціальний опір, його стан нестабільний. Після цього на ділянці 3-4 ВАХ диністора веде себе як пряма ВАХ звичайного діода (лежить на продовженні лінії 1-3). При зменшенні струму через відкритий тиристор до величини струму утримання I_U (цьому відповідає напруга U_U на тиристорі) опір тиристора різко зростає, він закривається і переходить на вітку 1-2. В області зворотних напруг диністор веде себе як звичайний діод, при підвищенні максимальної зворотної напруги в диністорі відбувається пробій.

Триністор (тріодний тиристор) – має додатковий третій вивід, який називається *управляючим електродом*. В залежності від місця знаходження управляючого електрода у напівпровідниковому кристалі приладу розрізняють *триністори, з управлінням по аноду* та *триністори, з управлінням по катоду*. У плані експлуатаційних характеристик ці різновидності триністорів еквівалентні. Фактично частіше зустрічаються триністори з управлінням по катоду. Найбільш суттєвий розподіл триністорів: на *незамикаючі* та *замикаючі*. Найбільш розповсюджені не замикаючі триністори, які часто називають просто тиристорами.

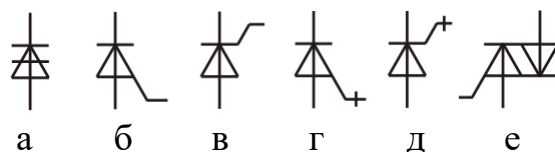


Рис. 8.13. Позначення тиристорів: 1 – диністор;
2 – триністор з управлінням по аноду; 3 – триністор з управлінням по катоду;
4,5 – замикаючі триністори з управлінням по аноду та катоду відповідно,
6 симістор з управлінням

Розглянемо роботу незамикаючого триністора з управлінням по катоду (див. позначення на рис. 8.13.в). При відсутності струму через управляючий

електрод такий тиристор веде себе як звичайний диністор. При проходженні по управляючому електроду прямого струму (відносно катода на управляючому електроді при цьому позитивна напруга) напруга увімкнення триністора зменшується. При управляючому струмові, який дорівнює спрямленому струмові, триністор вмикається і залишається у вімкненому стані навіть після припинення управляючого струму. Сімейство ВАХ такого триністора при різних управляючих струмах в області прямих зміщень показано на рис. 8.14. При відсутності струму в управляючому електроді $I_{упр0}=0$ ВАХ триністора не відрізняється від ВАХ диністора. Чим більший струм управляючого електроду, тим менше стає напруга увімкнення триністора – див. вітки ВАХ для $I_{упр1}$ та $I_{упр2}$. При досягненні струмом управляючого електрода деякого значення, що називається *струмом спрямлення*, у ВАХ зникає ділянка з від'ємним диференціальним опором, і триністор веде себе як звичайний діод – див. вітку ВАХ з $I_{упр3}$. Вимкнути не замикаючий тріодний тиристор можна так як і диністор: шляхом зменшення анодного струму нижче за порогове утримання або шляхом зняття анодної напруги.

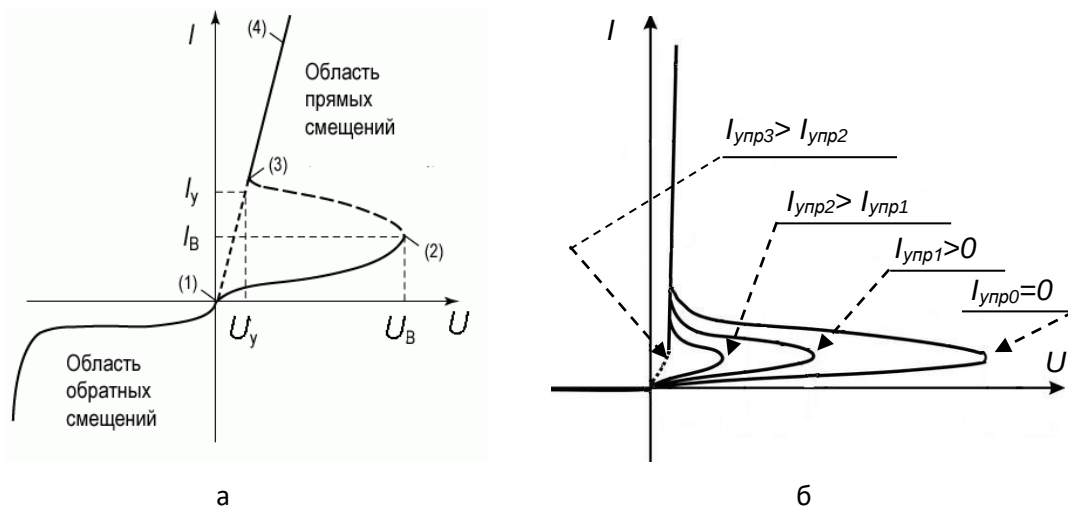


Рис. 8.14. ВАХ тиристорів: а – ВАХ диністора ; б – сімейство ВАХ незамикаючого триністора з різними величинами струму управляючого електрода.

На відмінну від незамикаючого триністора, замикаючі триністори можуть бути вимкнені від'ємним струмом, який подається на управляючий електрод. Позначення замикаючих триністорів показані на рис. 8.13.г – 8.13.д.

Симістори. Назва цих приладів – результат з'єднання слів **симетричний тиристор**. Один симістор еквівалентний двом тиристорам, увімкненим зустрічно-паралельно, і при цьому у них загальний управляючий електрод. Вони вмикаються імпульсом управляючого струму при будь-якій полярності напруги на аноді, тобто симістор у відкритому стані проводить струм в обох напрямках – див. ВАХ симістора на рис. 8.15. Тому симістори можуть ефективно працювати в колах управління змінного струму. Позначення симісторів приведено на рис. 8.13.е.

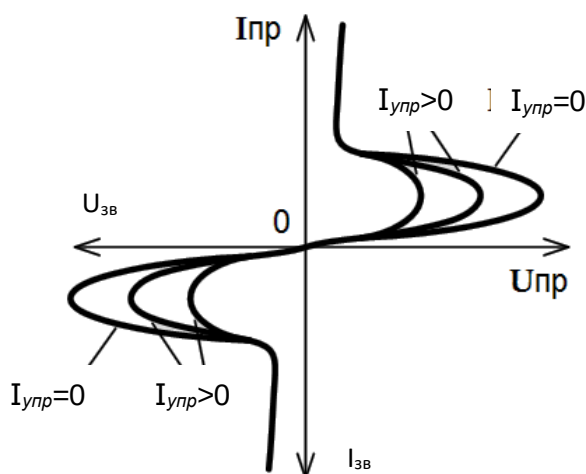


Рис. 8.15. Сімейство ВАХ симістора з різними величинами струму управляючого електрода.

Основні області застосування тиристорів: управлячі випрямлячі, регулятори потужності в активних та активно-індуктивних навантаженнях, генератори потужних імпульсів, а також в системах автоматичного управління в якості «електронних вимикачів».

Розглянемо приклад простішої симісторної схеми управління потужністю активного навантаження в колі змінного струму – див. рис. 8.16 а. Для

формування управляючого сигналу в схему увімкнений знижувальний трансформатор, на виході якого присутня змінна напруга порядку 15-20 В. Ця напруга випрямляється діодним мостом VD1-4. Змінний резистор R1 є регулюючим дільником випрямленої напруги. Від'ємний вихід діодного мосту з'єднаний з одним із виводів симістора VS1, а позитивний – через обмежувальний струм резистору R2 з управляючим електродом; таким чином, контур управляючого струму виявляється замкненим. Симістор вибирають з такими параметрами, щоб вхідна змінна напруга не відкривала його при відсутності струму управляючого електрода. Величину резистора R2 розраховують так, щоб при верхньому положенні потенціометра R1 (при максимальній напрузі на управляючому електроді) струм управляючого електрода не перевищував максимально допустиме значення.

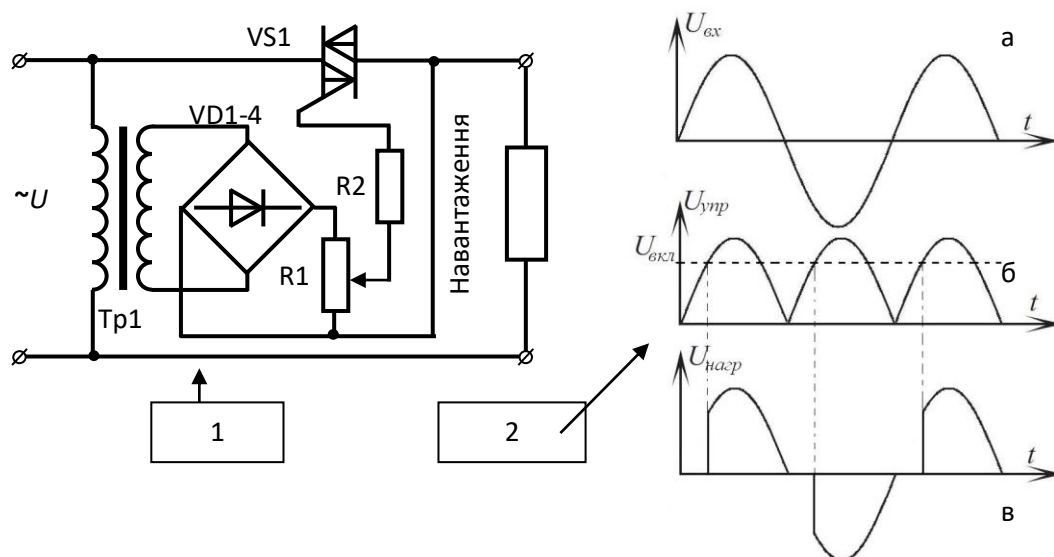


Рис. 8.16. Найпростіша симісторна схема регулювання потужності активного навантаження на змінному струмові (1) та форма напруг у схемі (2).

Для того, щоб зрозуміти роботу схеми, розглянемо тимчасові діаграми трьох напруг: в мережі, на управляючому електроді симістора та на навантаженні (рис. 8.16.2). Вихідна напруга U_{ex} є синусоїдальною (рис. 8.16.2.а). Випрямлена пульсуюча напруга з двигуна потенціометра R1 потрапляє на управляючий вхід (рис. 8.16.2.б). В той момент, коли напруга на управляючому

вході є більшою за напругу, яка необхідна для увімкнення симістора, останній відкривається і починає пропускати струм через навантаження (рис. 8.16.2.в). Після відкривання симістор залишається у провідному стані до завершення напівхвилі вхідної напруги. Після чого процес повторюється знову, але вже в напівхвилі іншої полярності вхідної напруги. Регулюванням потенціометра ми змінюємо величину управляючої напруги, а значить, і величину затримки від початку напівперіода до моменту увімкнення симістора, тим самим змінюючи середнє значення струму в навантаженні. У крайньому нижньому положенні потенціометра R1 симістор вмикається не буде. Коли амплітуда випрямленої управляючої напруги досягне величини напруги увімкнення, симістор почне відкриватися на четверть періоду, таким чином, на навантаження відразу почне поступати рівно половина потужності. Чим вища позиція повзунка потенціометра, тим більша амплітуда управляючої напруги, і тим раніше управляюча напруга буде пересікати рівень увімкнення. Але і у верхньому положенні повзунка потенціометра увімкнення симістора буде відбуватися з якоюсь затримкою відносно початку напівперіоду коливачь, тому дана схема не забезпечує роботу навантаження із 100% потужністю.

Однак є показним сам спосіб регулювання потужності в даній схемі. Якщо розглядати напівхвилю синусоїди струму, що живить навантаження, як імпульс, то можна сказати, що регулювання потужності здійснюється за рахунок зміни ширини імпульсів струму, які йдуть один за одним з визначеною частотою. Такий спосіб регулювання носить назву *широтно-імпульсної модуляції* (ШІМ). Найбільш досконалі схемні рішення ШІМ-регуляторів дозволяють здійснити плавне регулювання потужності практично в повному діапазоні від 0 до 100%.

Питання до розділу 8

1. Що називають діодом? Якими вони бувають?

2. Яким рівнянням можна описати ВАХ напівпровідникового діоду?
3. При яких умовах відбувається тунельний пробій?
4. Який ефект використовується у стабілітронах?
5. Що відбувається у результаті перегріву р-n переходу?
6. Що можна віднести до загальних параметрів діодів?
7. Які схеми називають випрямляючими?
8. Для чого використовують діодний міст?
9. Основні області застосування тиристорів?
10. Що таке широтно-імпульсна модуляція?

РОЗДІЛ 9. НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПРИЛАДИ: ТРАНЗИСТОРИ. БАЗОВІ СХЕМИ ПІДСИЛЕННЯ

Транзистори – це напівпровідникові прилади з трьома електродами, призначені для управління струмом, що проходить через них. Транзистори поділяють на два великих класи. Транзистори, керовані **електричним полем**, яке виникає від прикладеної напруги до особливого контакту, що іменується *затвором*, називаються *польовими транзисторами*. Так як струм, який проходить через польовий транзистор, йде по кристалу напівпровідника одного типу (транзистори з каналом *p*-типу, або транзистори з каналом *n*-типу), і переноситься носіями однієї полярності, тоді польові транзистори називають ще й *уніполярними*. Транзистори, керовані електричним струмом через особливий контакт, який іменується базою, називаються *біполярними транзисторами*. Така назва обумовлена тим, що струм, який проходить через біполярний транзистор, йде по кристалу напівпровідника з різними типами провідності, і в його переносі приймають участь носії двох полярностей.

9.1. Біполярні транзистори.

9.1.1. Принцип дії біполярного транзистора

Біполярний транзистор представляє собою напівпровідниковий кристал з трьома різними областями. Прилади, в яких струм проходить послідовно через області з провідностями p -, а потім n -, потім знову p -типу, називаються p - n - p транзисторами. Прилади, в яких струм проходить послідовно через області з провідностями n -, потім p -, а після знову n -типу, називаються n - p - n транзисторами. Середня область приладу називається *базою*, електрод, з якого носії струму потрапляють в базу називається *емітером*, а електрод, який відбирає неосновні носії із бази, називається *колектором*. На рис. 9.1 представлені позначення біполярних транзисторів на електричних схемах.

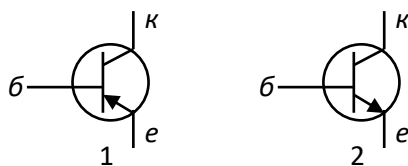


Рис. 9.1. Позначення біполярних транзисторів на електричних схемах:

1 – транзистор p - n - p типу; 2 – транзистор n - p - n типу

На рис.9.2 показана структура та один із варіантів включення n - p - n транзистора. У кристалі транзистора знаходиться два p - n -переходи, увімкнених назустріч один одному. Як би ми не подавали напругу на крайні виводи транзистора, один із переходів виявиться увімкненим в зворотному напрямку, і струм через прилад протікати не буде. Транзистор вмикають таким чином, щоб при зворотному увімкненні виявився колекторний p - n -перехід. При цьому напруга колектор-емітер U_{KE} падає в основному на цьому переході, опір якого дуже великий. Перехід емітер-база виявляється у прямому увімкненні, але через дуже мале падіння напруги на ньому, повного відкриття цього переходу не відбувається. Для відкриття цього переходу до нього необхідно прикласти напругу U_{BE} за допомогою окремого джерела,

як показано на рис. 9.2. Дана схема увімкнення називається «схемою із спільним емітером» тому, що емітер має контакт з обома джерелами напруги.

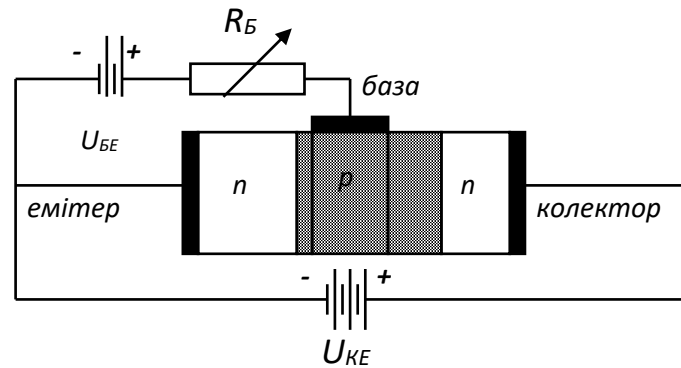


Рис. 9.2. Транзистор $n-p-n$ типу, увімкнений по схемі з спільним емітером:

- – області напівпровідника n -типу, ▨ – область напівпровідника p -типу,
- ▩ – область зворотно-зміщеного колекторного $p-n$ -переходу,
- ▨ – область прямо-зміщеного емітерного $p-n$ -переходу,
- – металеві омичні контакти.

Тепер, коли до переходу емітер-база прикладена достатня напруга в представленій полярності, цей перехід повністю відкривається, і носії струму (в даному випадку – електрони) із емітера будуть прямувати в область бази. Як би не було зворотно-зміщеного колекторного $p-n$ -переходу, то електрони, які б прямували до бази, рекомбінували б з основними носіями бази – дірками. Струм емітера обмежувався резистором у колі бази R_B . Однак сильне електричне поле зворотно-зміщеного колекторного переходу захоплює лівову долю електронів із бази, прискорює їх і веде в колектор, не даючи їм рекомбінувати. Таким чином, з'являється струм колектора, який виявляється в багато разів більшим за струм бази.

У достатньо великому діапазоні струмів величина струму колектора виявляється пропорційною струму бази:

$$I_K = \beta_{ст} \cdot I_B, \quad (9.1)$$

де $\beta_{ст}$ – коефіцієнт статичного підсилення струму. У біполярних транзисторах $\beta_{ст}$ може приймати значення від декількох одиниць до декількох

сотень і навіть тисяч. Крім того, струми емітера, бази та колектора пов'язані у відповідності з першим правилом Кірхгофа співвідношенням $I_E - I_B - I_K = 0$, звідки випливає

$$I_E = (\beta_{cm} + 1) I_B. \quad (9.2)$$

Крім увімкнення транзистора за схемою із спільним емітером, використовують також увімкнення за схемою із спільним колектором та спільною базою. Три схеми увімкнення транзистора представлені на рис. 9.3 на прикладі транзистора $n-p-n$ типу.

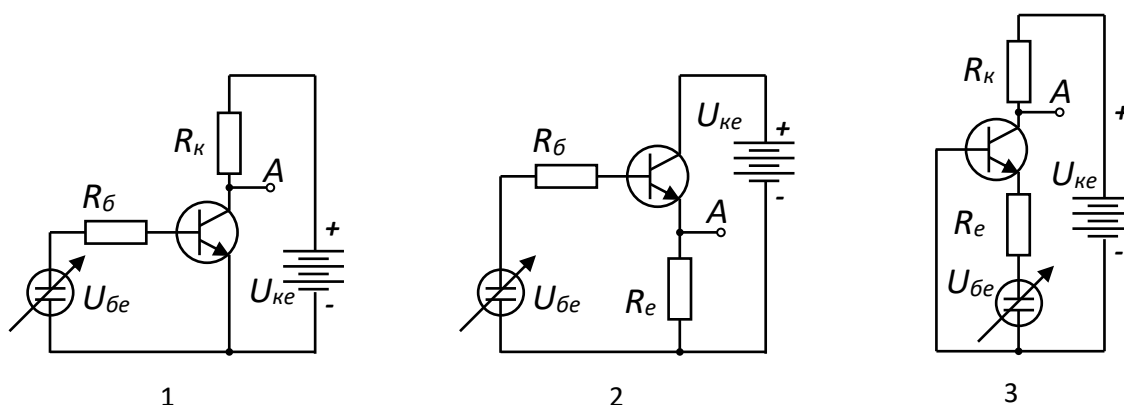


Рис. 9.3. Схеми увімкнення біполярних транзисторів.

1 – із спільним емітером; 2 – із спільним колектором; 3 – із спільною базою. Вихідна напруга знімається між точкою A та від'ємним полюсом джерела U_{KE}

9.1.2. Основні властивості біполярних транзисторів

Основними характеристиками біполярного транзистора є вхідні, прохідна (передавальна) та вихідні характеристики. Що вважати входом та виходом транзистора як підсилювального елементу залежить від схеми його увімкнення. Найбільше застосування знайшла схема увімкнення із спільним емітером (СЕ), так як вона дає найбільший коефіцієнт підсилення за потужністю і має цілком прийнятні значення вхідного та вихідного опору. Тому саме для цієї схеми увімкнення проведемо дослідження вхідних та вихідних характеристик.

Вхідним колом для схеми СЕ є коло *емітер-база*, а вихідним – коло *емітер-колектор*. Тому вхідною характеристикою для цієї схеми є залежність

струму бази I_B від напруги між базою та емітером U_{BE} при сталій напрузі U_{KE} між емітером та колектором: $I_B = f(U_{BE})$ при $U_{KE} = \text{const.}$

Вихідною характеристикою є залежність струму колектора I_K від напруги між емітером та колектором U_{KE} при незмінній величині струму бази I_B : $I_K = f(U_{KE})$ при $I_B = \text{const.}$

Перехідною характеристикою є залежність вихідного струму колектора I_K від напруги між базою та емітером U_{BE} при сталій величині напруги U_{KE} між емітером та колектором: $I_K = f(U_{BE})$ при $U_{KE} = \text{const.}$

Вхідна характеристика при $U_{KE} = 0$ являє собою пряму вітку вольт-амперної характеристики емітерного переходу і починається з початку координат (рис. 9.4).

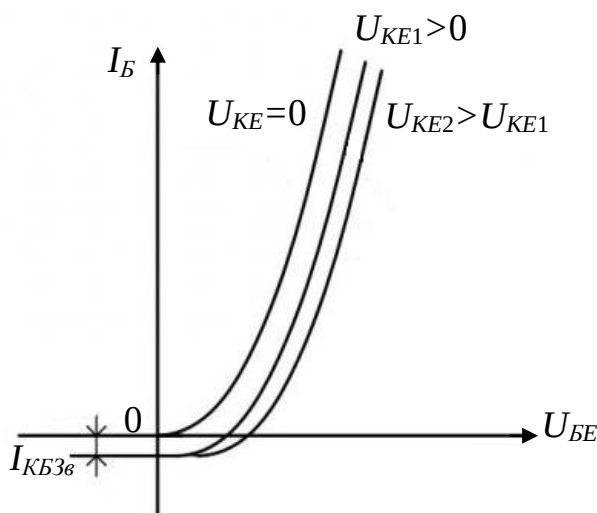


Рис. 9.4. Вхідні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою із спільним емітером

При $U_{KE} \neq 0$ ця характеристика із точки нижче початку координат, так як при $U_{BE} = 0$ у колі бази протікає маленький зворотний струм колекторного переходу. Напрямок цього струму протилежний по відношенню до прямого струму емітерного переходу, тому відкладається нижче осі абсцис, і для того, щоб струм бази став рівним нулю, потрібно прикласти маленьку пряму напругу

U_{BE} до емітерного переходу. Тому *вхідна характеристика* при $U_{KE} \neq 0$ йде нижче та правіше характеристики $U_{KE} = 0$.

Вихідна характеристика при $I_B = 0$ являє собою зворотну вітку ВАХ колекторного $p-n$ переходу і починається з початку координат (рис. 9.5). При $I_B > 0$ характеристика йде вище, причому тим вище, чим більша величина струму бази. Ці характеристики, крім характеристики при $I_B = 0$, починаються не із початку координат, а нижче, так як при $U_{KE} = 0$ через колекторний $p-n$ перехід проходить маленький прямий струм під дією вхідної ЕРС, і для того, щоб цей струм став рівним нулю, у коло колектора потрібно ввести маленьку напругу U_{KE} . Але величина цього прямого струму та величина напруги U_{KE} настільки малі, що у довідковій літературі приводяться вихідні характеристики, які починаються із початку координат.

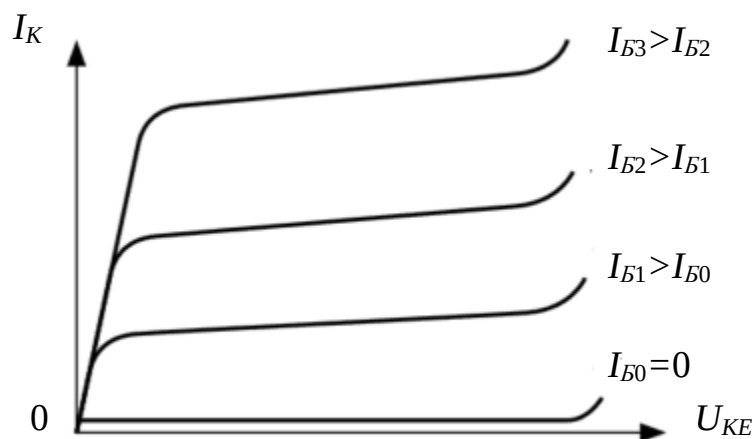


Рис.9.5. Вихідні характеристики біполярного транзистора, увімкненого за схемою із спільним емітером

На відмінну від ідеалізованих вихідних ВАХ, реальні характеристики транзистора завжди мають деякий нахил: струм колектора зростає (хоча і слабо) при збільшенні вихідної напруги U_{KB} . Це визначається ефектом Ерлі: при збільшенні зворотної напруги на колекторному $p-n$ переході він розширюється, і розширення відбувається в сторону бази, як і в високоомний шар, при цьому

ширина бази зменшується. Зменшення ширини бази приводить до того, що велика кількість неосновних носіїв проходить через базу, не рекомбінуючи в ній, отже, більша кількість носіїв заряду потрапляє в колектор, що приводить до зростання струму колектора.

9.1.3. Схема підсилення із спільним емітером

При роботі транзистора як підсилювача електричних коливань вхідну змінну напругу U_{BX} (сигнал, що підлягає посиленню) подають послідовно із джерелом постійної напруги зміщення $U_{ЗМ}$ між емітером і базою, а вихідна напруга $U_{ВИХ}$ (посилений сигнал) знімається з навантажувального резистора R_K .

Розглянемо схему включення транзистора на прикладі транзистора структури $n-p-n$ із спільним емітером (СЕ) (див. рис. 9.3.1).

У схемі із СЕ джерело вхідної напруги включене у ланцюг емітер-база. Вхідний опір схеми із СЕ становить сотні Ом. Опір колекторного навантаження R_K і джерело живлення включені у ланцюг емітер-колектор.

Зміни струму колектора I_K в залежності від напруги колектор-емітер U_{KE} характеризуються *диференційним вихідним опором* r_{KE} :

$$r_{KE} = \left. \frac{\partial U_{KE}}{\partial I_K} \right|_{U_{BE} = const} \quad (9.3)$$

Вихідний опір схеми із СЕ зазвичай є великим й може становити до сотні кОм.

Зміни струму колектора I_K в залежності від напруги база-емітер U_{BE} характеризують параметром *крутизни* S :

$$S = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{BE}} \right|_{U_{KE} = \text{const}} \quad (9.4)$$

Крутизну передавальної характеристики транзистора легко розрахувати, оскільки його передавальна характеристика з достатньою точністю описується виразом

$$I_K = I_S(T, U_{KE}) \exp\left(\frac{U_{BE}}{U_T}\right), \quad (9.5)$$

де I_S – струм насичення, U_T – згадуваний вище тепловий потенціал. Таким чином, крутизна транзистора виявляється залежною від колекторного струму та від температури самого приладу:

$$S = \frac{I_K}{U_T} \quad (9.7)$$

Коефіцієнт підсилення по напрузі A_U схеми із СЕ дорівнює

$$A_U = -S \frac{R_K r_{KE}}{R_K + r_{KE}}. \quad (9.8)$$

Знак «—» свідчить, що каскад із СЕ інвертує сигнал, тобто при зростанні струму бази напруга на колекторі зменшується.

Як визначалось раніше, диференційний вихідний опір схеми є досить великим, і можна обрати опір в колі колектора такий, щоби $R_K \ll r_{KE}$. В цьому випадку, з урахуванням (9.6), отримаємо

$$A_U \approx -\frac{I_K R_K}{U_T}. \quad (9.9)$$

Таким чином, каскад із СЕ має коефіцієнт підсилення, який, по-перше, залежить від величини початкової напруги зміщення, яке визначає середній струм колектора, а по-друге – від температури приладу завдяки залежності від теплового потенціалу. Вказані недоліки потребують корекції схеми СЕ шляхом введення зворотного зв'язку.

9.1.4. Підсилювач охоплений зворотним зв'язком

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називається такий зв'язок, при якому сигнал з виходу підсилювача через електричне коло потрапляє на його входи. Зворотний зв'язок змінює властивості підсилювача, тому широко використовується для отримання необхідних параметрів підсилювача.

Структурна схема підсилювача, охопленого зворотним зв'язком, приведена на рис. 9.6

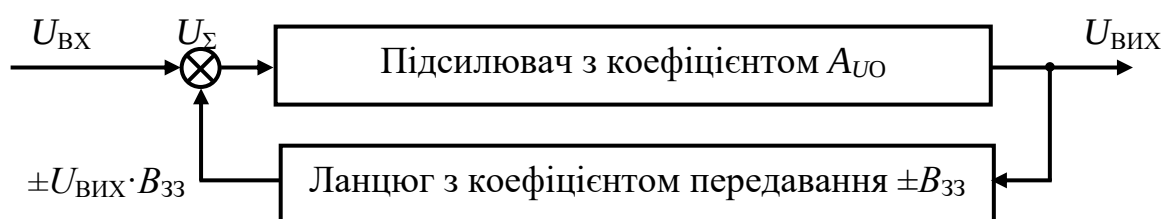


Рис.9.6 Структурна схема підсилювача із зворотним зв'язком. Знак «+» відповідає позитивному ЗЗ, знак «-» – негативному.

Зворотний зв'язок у підсилювачі може бути позитивним та негативним. Якщо сигнал зворотного зв'язку по фазі співпадає з вхідним сигналом, то зв'язок називається позитивним. В такому випадку $U_{ВИХ} = A_{U0}U_{\Sigma}$, де $U_{\Sigma} = U_{ВХ} + B_{ЗЗ}U_{ВИХ}$, а $B_{ЗЗ}$ – коефіцієнт передачі у колі ЗЗ. Коефіцієнт підсилення підсилювача з позитивним ЗЗ A_{U+} дорівнює

$$A_{U+} = \frac{U_{ВИХ}}{U_{ВХ}} = \frac{A_{U0}}{(1 - B_{ЗЗ}A_{U0})} \quad (9.10)$$

Отриманий вираз показує, що введення у підсилювач позитивного зворотного зв'язку призводить до збільшення коефіцієнту підсилення.

Негативний зворотний зв'язок виникає, коли фазовий зсув вихідного сигналу відносно вхідного складає 180° . Отже, $U_{ВИХ} = A_{U0}U_{\Sigma}$, де $U_{\Sigma} = U_{ВХ} - B_{ЗЗ}U_{ВИХ}$, звідси

$$A_{U-} = \frac{U_{BIX}}{U_{BX}} = \frac{A_{U0}}{(1 + B_{33}A_{U0})} \quad (9.11)$$

Таким чином, негативний зворотний зв'язок призводить до зменшення коефіцієнту підсилення. Не дивлячись на зменшення коефіцієнта підсилення, негативний ЗЗ дозволяє покращити стабільність роботи схеми при зміні параметрів підсилювача та напруги живлення, знижує рівень нелінійних спотворень та власних перешкод, збільшує вхідний та зменшує вихідний опори, розширює смугу пропускання підсилювача. Позитивний ЗЗ застосовується у схемах генерації синусоїдальних коливань та імпульсів.

За способом отримання сигналу зворотного зв'язку прийнято розрізняти ЗЗ за напругою та за струмом. Відповідні схеми представлені на рис.9.7.

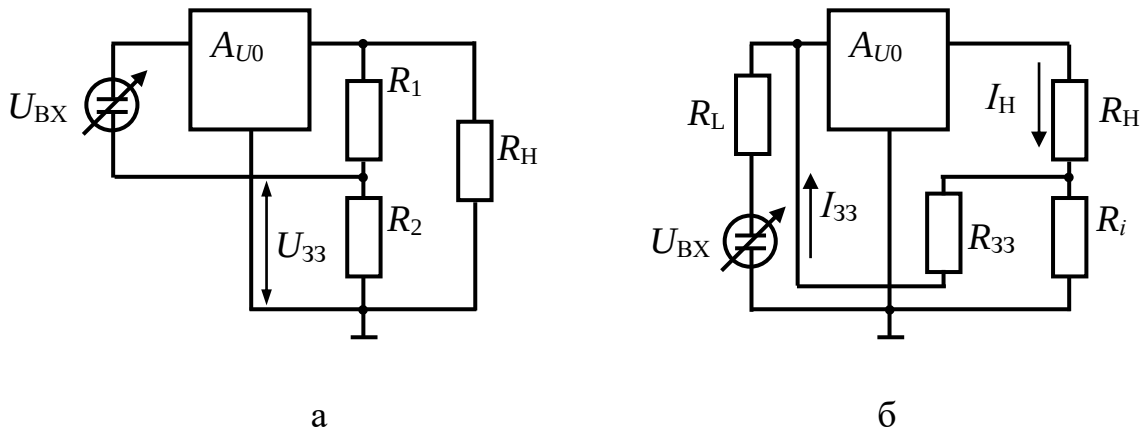


Рис.9.7. Зворотний зв'язок за напругою (а) та за струмом (б);
 R_H – опір навантаження підсилювача.

В схемі 9.7.а напруга зворотного зв'язку U_{33} з ділянки R_1 – R_2 додається до вхідної напруги підсилювача. Коефіцієнт передавання ланцюга ЗЗ дорівнює

$$B_{33} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \text{ В схемі 9.7.б струм навантаження тече через опори } R_H$$

– R_i . Частина цього струму відводиться через опір R_{33} та додається до струму, який тече від джерела через опір R_G до входу підсилювача. Коефіцієнт передавання

$$\text{ланцюга ЗЗ в цьому випадку дорівнює } B_{33} = \frac{1/R_{33}}{1/R_i + 1/R_{33}}.$$

В схемі підсилювача із СЕ застосовують як ЗЗ за струмом, так і за напругою. На рис. 9.8 показано відповідні схеми підсилювачів із СЕ.

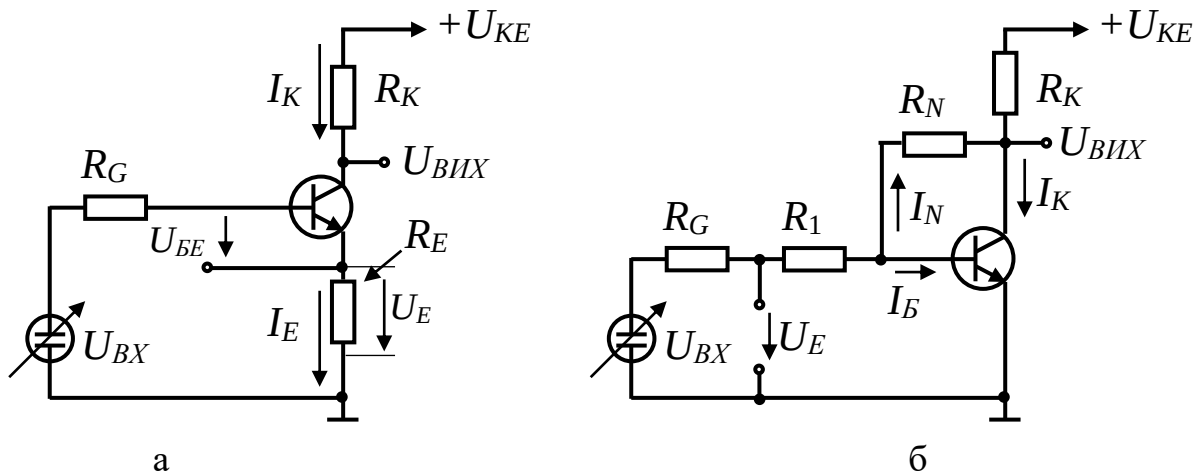


Рис.9.8. Зворотний зв'язок в підсилювачі із СЕ за струмом (а) та за напругою (б)

В схемі на рис. 9.8.а струм емітера призводить до падіння напруги на опорі R_E , завдяки чому зменшується напруга U_{BE} , що, в свою чергу, призведе до зменшення струму і колектора, і струму емітера. Коефіцієнт підсилення цього каскаду буде дорівнювати

$$A_{U-,I} = \frac{U_{BIX}}{U_{BX}} = -\frac{R_K}{R_E} \quad (9.12)$$

за умовами, що $A_{U-,I} \ll A_{UO}$. Тобто, при охопленні каскаду із СЕ негативним зворотним зв'язком по струму коефіцієнт підсилення стає незалежним від струму колектора та температури приладу.

В схемі на рис. 9.8.б при зростанні входної напруги зменшується напруга на колекторі, при цьому частина струму, який прямує від джерела до бази, відводиться через опір R_N ; частина струму, яка відводиться і не підсилюється в транзисторі, пропорційна напрузі на колекторі. Коефіцієнт підсилення такого каскаду буде дорівнювати

$$A_{U-,U} = \frac{U_{BIX}}{U_{BX}} = -\frac{R_N}{R_1}, \quad (9.13)$$

тобто, при охопленні каскаду із СЕ негативним зворотним зв'язком по напрузі коефіцієнт підсилення теж стає незалежним від струму колектора та температури приладу.

Важливо, що негативний зворотний зв'язок стабілізує параметри підсилювача незалежно від індивідуальних параметрів транзистора.

9.1.5. Транзисторний ключ

Транзисторний ключ є основним елементом пристроїв цифрової електроніки і дуже багатьох пристроїв силової електроніки. Параметри і характеристики транзисторного ключа в дуже великій мірі визначають властивості відповідних схем.

Розглянемо роботу транзисторного ключа на біполярному транзисторі. Такі ключі зазвичай виконуються на транзисторах, включених за схемою із СЕ без зворотного зв'язку.

Як і електричний ключ, транзисторний ключ може (і повинен) знаходитися лише в одному із двох станів – у ввімкненому (відкритому) та вимкненому (закритому), що відображено на ділянках навантажувальної прямої, яка розташована на вихідній характеристиці біполярного транзистора, представленої на рис. 9.9.

На ділянці 3 – 4 транзисторний ключ закритий, і на виході ключа знаходиться потенціал U_{KE} . Колекторний струм I_K близький до нуля. При цьому струм у колі бази I_B також відсутній, саме з цієї причини ключ закритий. Область на вихідній характеристиці, яка відповідає закритому стану транзистора, називається *областю відсічки*.

Другий стан транзисторного ключа – повністю відкритий. Цьому відповідає ділянка 1-2 на навантажувальній прямій. Із рис. 9.9 видно, що струм I_K має деяке значення, яке залежить від величини U_{KE} та R_K . У колі база-емітер

також протікає струм I_B , величина якого достатня для повного відкриття біполярного транзистора. Падіння напруги на $p-n$ переході колектор-емітер в залежності від серії транзистора та його потужності знаходиться в межах від сотих до десятих часток вольт. Область на вихідній характеристиці, в якій транзистор є повністю відкритий, називається *областю насичення*.

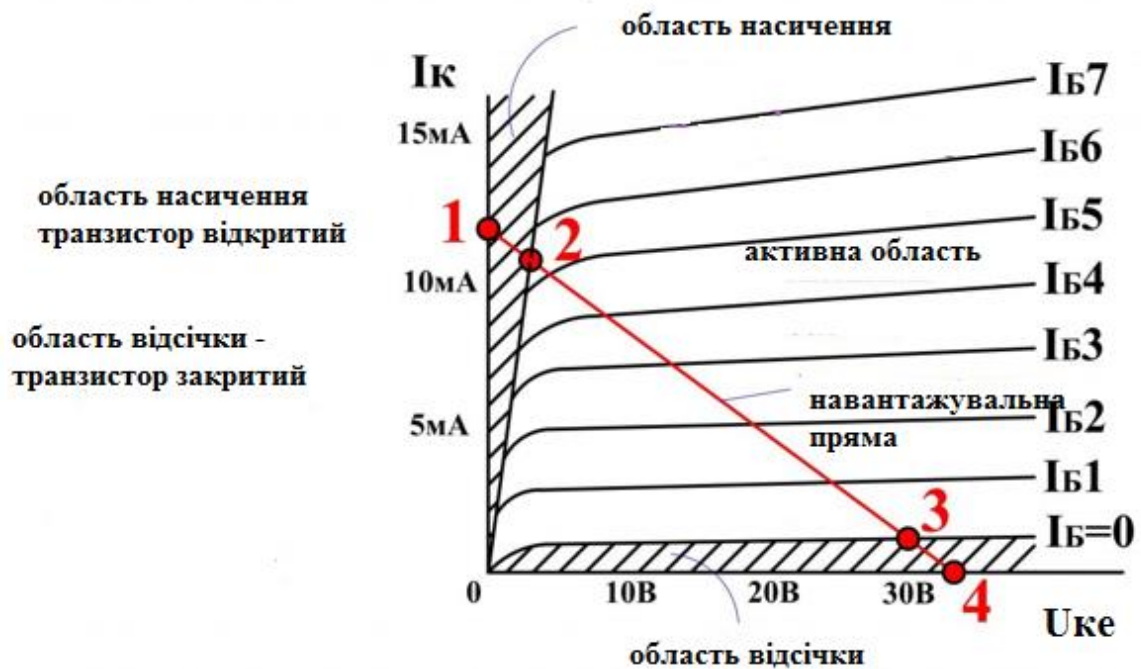


Рис. 9.9. Робота транзисторного ключа

У третій області, яка називається *активною областю*, напівпровідниковий ключ займає середнє положення між відкритим та закритим станом. Саме в цій області транзисторний каскад із СЕ може використовуватися в якості підсилювача.

9.1.6. Схема підсилення із спільним колектором

У схемі із спільним колектором навантаження R_H увімкнене не в коло колектора, а в коло емітера. Вхідною в цій схемі є напруга між базою та загальним проводом, а вихідною – між емітером та загальним проводом – див. рис. 9.10.

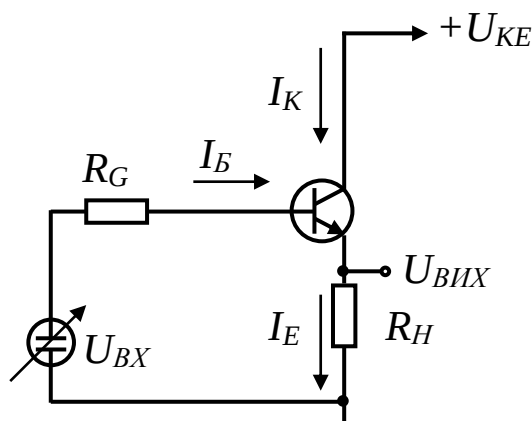


Рис. 9.10. Схема увімкнення транзистора із спільним колектором

На відмінну від схеми із спільним емітером, в яких потенціал емітера був прив'язаний до спільного проводу, в схемі із спільним колектором потенціал емітера прив'язаний до напруги на навантаженні. Щоб транзистор міг працювати в активному режимі, необхідно, щоб вхідна напруга в цій схемі була вища за напругу на навантаженні:

$$U_{BX} = U_{ВІХ} + U_{BE}. \quad (9.14)$$

У зв'язку із цим значення вхідної напруги в схемі із спільним колектором виявляється в сотні разів більше, ніж в схемах із спільною базою та спільним емітером. Іншою особливістю схеми із спільним колектором є відсутність підсилення по напрузі. Як видно (9.14), $U_{ВІХ}$ відрізняється від U_{BX} на падіння напруги U_{BE} , яке при відкритому транзисторі складає десяти частки вольт.

Якщо вхідна напруга збільшиться на невелику величину, то в перший момент відбудеться збільшення струму, який протікає через транзистор. Але із зростанням струму збільшиться і напруга на навантаженні, а це приведе до зменшення напруги $U_{BE} = U_{BIX} + U_{BX}$. Тобто, зміна вхідної напруги буде скомпенсована аналогічною зміною вихідної напруги. Виходить, що вихідна напруга буде в точності відстежувати всі зміни вхідної напруги. Тому схему із спільним колектором називають «емітерним повторювачем». Коефіцієнт підсилення по напрузі в схемі із спільним колектором складає $A_{UK} \approx 1$.

Оцінимо підсилювальні властивості схеми. Вхідним струмом є струм бази I_B . Тому коефіцієнт підсилення за струмом з урахуванням того, що $\beta = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}$, дорівнює

$$A_{IK} = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_K + \Delta I_B}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} + 1 = \beta + 1. \quad (9.15)$$

Вхідна напруга для схеми складається із невеликого падіння напруги на база-емітерному переході та падінні напруги на навантаженні, а вхідним струмом є струм бази. Тому

$$R_{BX} = \frac{\Delta U_{BX}}{\Delta I_{BX}} = \frac{\Delta U_{BE} + \Delta I_E \cdot R_H}{\Delta I_B}. \quad (9.16)$$

Оскільки, напруга на переході база-емітер значно менша за напругу на навантаженні, то нею можна знехтувати. Тоді, враховуючи взаємозв'язок між струмом емітера та струмом бази $I_E = \beta \cdot I_B$, величина вхідного опору запишеться таким чином:

$$R_{BX} = \frac{\beta \cdot \Delta I_B \cdot R_H}{\Delta I_B} \approx \beta R_H. \quad (9.17)$$

Таким чином, вхідний опір схеми із спільним колектором багаторазово перевищує вхідний опір схем із спільним емітером та спільною базою і складає

десятки і сотні кОм. Завдяки відміченим властивостям, емітерний повторювач використовують в якості вхідного каскаду для підсилення сигналу від приладів з великим внутрішнім опором, і в якості вихідного каскаду приладів для підсилення сигналу за потужністю, коли підсилення його за напругою вже досягнуто попередніми каскадами. Схема із спільним колектором забезпечує підсилення за потужністю в десятки разів.

9.1.7. Диференціальний підсилювальний каскад

Диференціальний каскад (ДК) є вхідним у підсилювачах постійного струму, у тому числі в мікросхемних операційних підсилювачах, так як ефективно пригнічує дрейф нуля, що є серйозною перешкодою при підсиленні постійних та повільно мінливих напруг. Спрощена принципова схема ДК на біполярних транзисторах приведена на рис. 9.11.

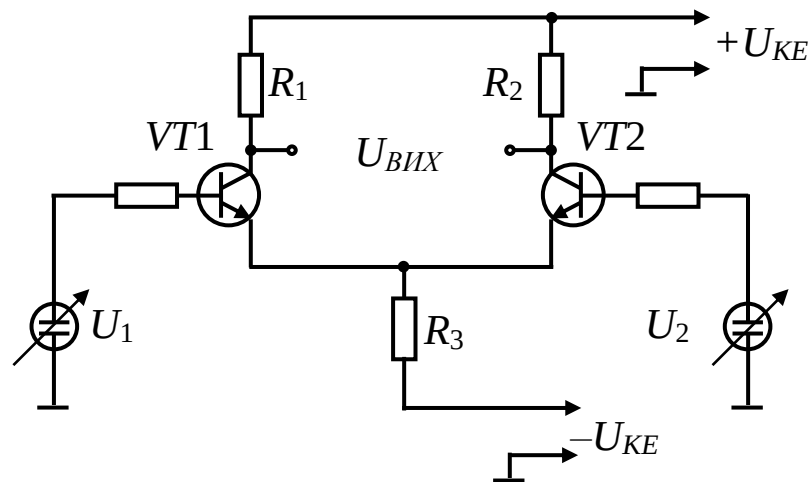


Рис. 9.11. Спрощена принципова схема диференціального каскаду

Схема диференціального каскаду має два плеча: ліве, куди входить транзистор $VT1$ і резистор R_1 , та праве, куди входить транзистор $VT2$ і резистор R_2 . Для ефективного пригнічення дрейфу ретельно забезпечують симетрію схеми.

Так як диференціальний каскад (ДК) використовується для підсилення повільно мінливих та постійних напруг, то необхідно забезпечити гальванічний, тобто безпосередній зв'язок зовнішніх джерел напруги U_1 та U_2 з відповідними входами каскаду. При гальванічному зв'язку приріст постійної складової на будь-якому вході каскаду сприймається як корисний сигнал, тому при відсутності сигналу необхідно забезпечити нульову напругу на базах транзисторів відносно корпусу для того, щоб виключити помилкову реєстрацію сигналу в його відсутність. Для цього в схему ДК додатково вводять джерело живлення з від'ємною напругою відносно загального проводу та резистор R_3 . Якщо підібрати номінал резистора R_3 так, щоб напруга на емітері дорівнювала від $-0,6$ до $-0,9$ В, тоді буде забезпечений типовий режим при нульовій напрузі на базі відносно загального проводу.

Розглянемо роботу диференційного каскаду, коли вихідна напруга знімається між колекторами транзисторів $VT1$ і $VT2$. Відключимо від входів ДК сигнали та з'єднаємо входи з загальним проводом. У результаті симетрії схеми колекторні струми кожного плеча повинні мати рівні постійні значення, тобто потенціал колектора лівого плеча повинен дорівнювати потенціалу колектора правого плеча, а різниця цих потенціалів повинна дорівнювати нулю. Але із-за випадкового характеру процесу емісії носіїв заряду в транзисторі, колекторний струм кожного плеча має не лише сталу складову, а також і флуктуацію струму, яка носить випадковий характер, тому вони і не однакові в обох плечах. Це призводить до відхилення від нуля різниці колекторних напруг, тобто до «дрейфу нуля». При симетричному зніманні вихідного сигналу диференціальний каскад послаблює дрейф нуля та збільшує відношення сигнал/перешкода, що і привело до використання диференціального каскаду в якості вхідного каскаду в операційних підсилювачах.

9.2. Пільові транзистори.

Пільові транзистори мають наступні електроди.

- *витік* – джерело, звідки носії струму потрапляють в кристал транзистора;
- *стік* – електрод, куди стікають носії, які пройшли через транзистор;
- *затвор* – управляючий електрод.

За побудовою затвора пільові транзистори поділяються на *транзистори з управляючим p-n-переходом* і на *транзистори з ізольованим затвором*.

9.2.1. Пільові транзистори з управляючим p-n-переходом.

На рис.9.12 показані структура та увімкнення пільового транзистора з каналом *n*-типу та керуючим *p-n*-переходом.

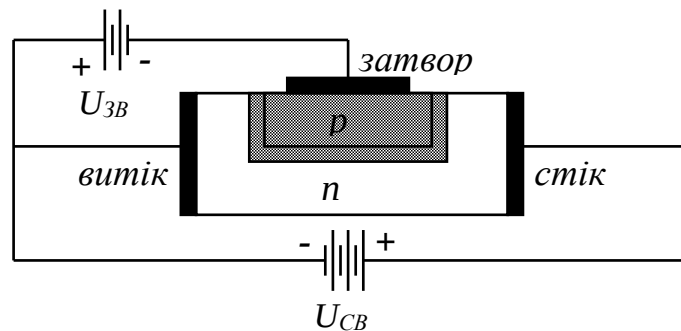


Рис. 9.12 Полевий транзистор с каналом *n*-типу и управляющим *p-n*-переходом.

□ – область напівпровідника *n*-типу, ■ (з штрихуванням) – область напівпровідника *p*-типу,
■ (чорний) – область *p-n*-переходу, ■ (чорний) – металеві омичні контакти;
 $U_{СВ}$ – напруга стік-витік, $U_{ЗВ}$ – напруга затвор-витік.

По напівпровідниковому кристалу *n*-типу під дією напруги $U_{СВ}$ протікає струм. Під час подачі напруги $U_{ЗВ}$ на управляючий *p-n*-перехід, область *p-n*-переходу збіднюється носіями і розширюється в глибину *n*-каналу, роблячи його тоншим. В результаті цього опір каналу зростає, а струм через транзистор зменшується. При збільшенні управляючої напруги $U_{ЗВ}$ до величини, яку

називають *напругою відсічки*, область p - n -переходу повністю перекриває канал, і струм через транзистор практично зупиняється.

Аналогічно влаштовані транзистори з каналом p -типу та управляючим p - n -переходом. Для цих транзисторів полярність напруг стік-витік і затвор-витік буде протилежною. Позначення польових транзисторів з управляючим p - n -переходом представлений на рис. 9.13.

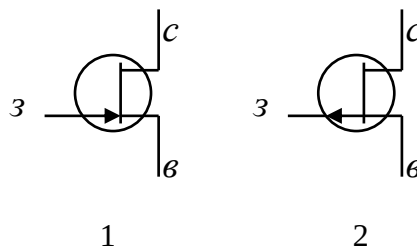


Рис.9.13. Позначення польових транзисторів з управляючим p - n -переходом.
1 – транзистор з каналом n -типу; 2 – транзистор з каналом p -типу

9.2.2. Польові транзистори з ізольованим затвором.

На рис. 9.14 показані структура та увімкнення польового транзистора з вбудованим каналом n -типу. Показаний транзистор має тонку область напівпровідника n -типу, яка з'єднує витік та стік, які виконані також з напівпровідника n -типу. Тому транзистори такого виду називаються *транзисторами з вбудованим каналом*. Між каналом та металевим контактом затвору знаходиться тонкий шар діелектрика.

З цієї причини такі транзистори можуть називатися МДН-транзисторами (Метал-Діелектрик-Напівпровідник). В якості діелектрика зазвичай використовують шар двоокису кремнію, тому такі транзистори ще можуть називатися МОН-транзисторами (Метал-Окисел-Напівпровідник).

Якщо до даної структури прикласти напругу U_{CB} , по зустрічному каналу від витоку до стоку протікає струм. Через область p -типу струм протікати не може, так як між нею та областю стоку є обернено-зміщений p - n -перехід. Якщо

на затвор подати від'ємний потенціал відносно витоку, то носії, які знаходяться в n -каналі, під дією електричного поля затвору виштовхуються з каналу у кристал p -типу, тоді опір каналу зростає. Отже, струм між витоком і стоком зменшується. Такий режим називається *режимом збіднення*. Якщо на затвор подати позитивний потенціал відносно витоку, то носії, які знаходяться у кристалі, під дією електричного поля затвору почнуть проникати в n -канал, його опір зменшиться, а струм зросте. Такий режим називається *режимом збагачення*.

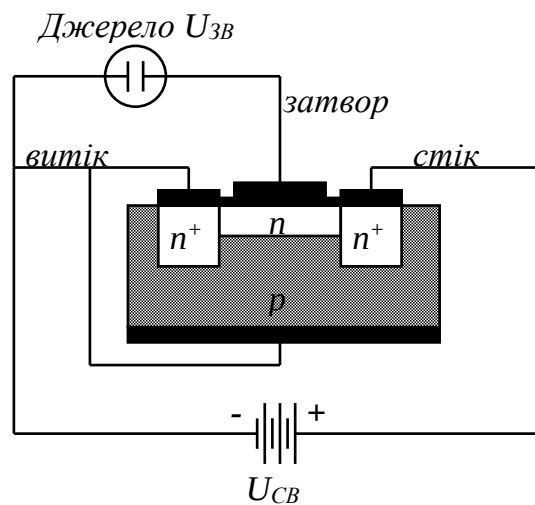


Рис. 9.14. Польовий транзистор з ізолюваним затвором та вбудованим каналом n -типу. □ – області напівпровідника n -типу, ■ – область напівпровідника p -типу, ■ – шар ізолятора або окислу, ■ – металеві омичні контакти; U_{CB} – напруга стік-витік, $U_{ЗВ}$ – напруга затвор-витік.

З'єднання витоку з підкладкою кристалу необхідно для перешкодження відкриття паразитного n - p - n транзистора, який може утворитися із областей витік-стік та підкладки кристалу.

Іншим видом МОН-транзистора є *транзистор з індукованим (інверсним) каналом*. Транзистор з індукованим каналом n -типу представлений на рис. 9.15.

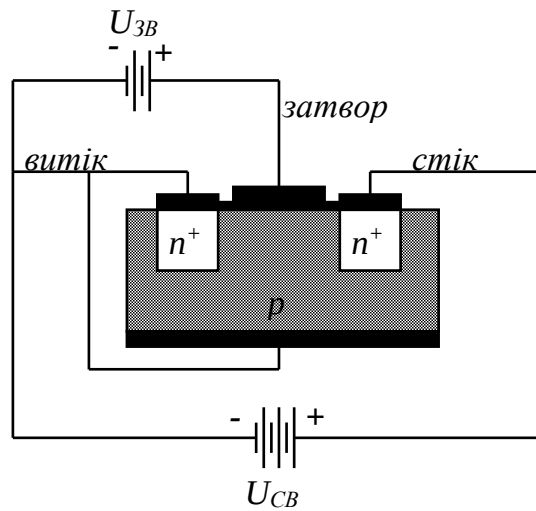


Рис. 9.15. Польовий транзистор з ізольованим затвором та індукованим каналом n -типу; позначення такі ж самі, як і на рис. 9.14.

На відміну від транзистора з вбудованим каналом, між областями витоку та стоку у цьому транзисторі відсутня область n -типа. Якщо на затвор подати позитивний потенціал відносно витоку, тоді неосновні носії, які знаходяться в кристалі, під дією електричного поля затвору почнуть концентруватися під затвором. У певний момент їх концентрація зростає настільки, що в тонкому шарі під затвором відбувається інверсія типу напівпровідника та утворюється n -канал. З цього моменту транзистор починає працювати так, як і з вбудованим каналом у режимі збагачення. Позначення польових транзисторів з ізольованим затвором показані на рис. 9.16.

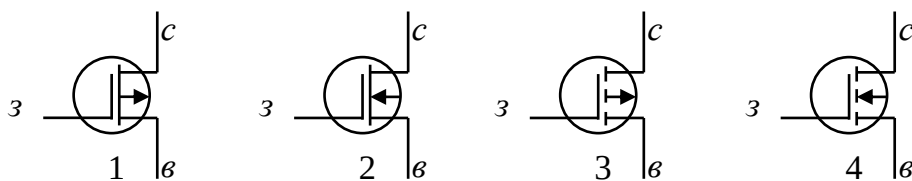


Рис. 9.16. Позначення польових транзисторів з ізольованим затвором.

1 – транзистор з вбудованим каналом p -типу; 2 – транзистор з вбудованим каналом n -типу; 3 – транзистор з індукованим каналом p -типу; 4 – транзистор з індукованим каналом n -типа.

9.2.3. Основні властивості польових транзисторів

Якісно характеристики польових транзисторів схожі на характеристики біполярних транзисторів, при цьому стік відповідає колектору, а витік – емітеру, затвор – базі.

На рис. 9.17 представлені сімейства передавальних та вихідних характеристик типового польового транзистора з керуючим p - n -переходом.

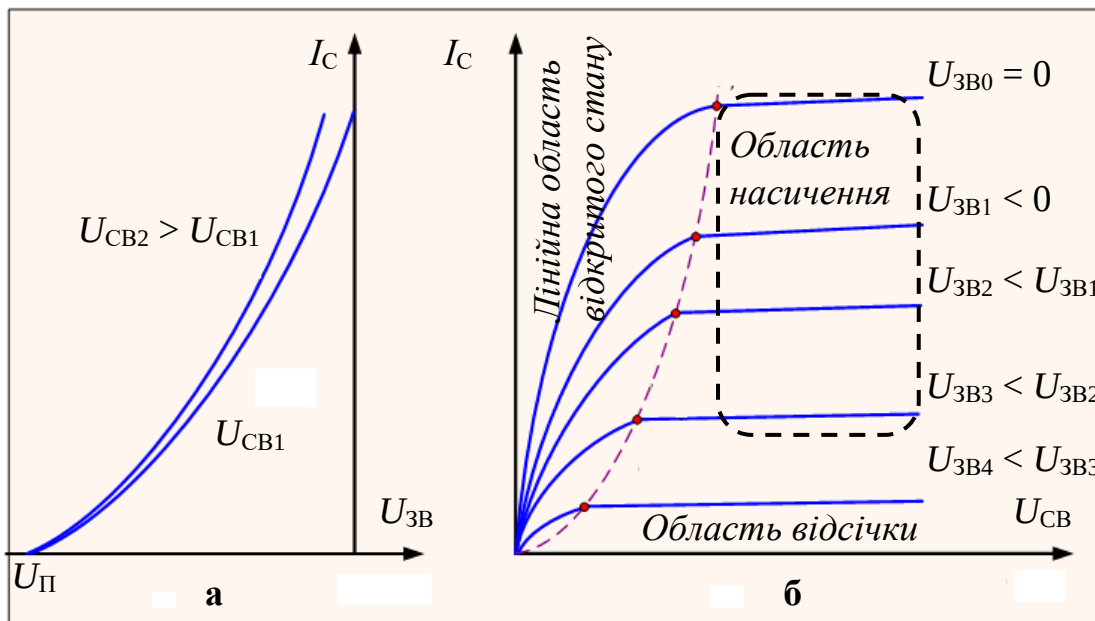


Рис. 9.17. Передавальні (а) та вихідні (б) характеристики n -канального польового транзистора з управляючим p - n переходом

Як видно з передавальної характеристики, по мірі зменшення від'ємної напруги затвор-витік струм стоку I_D зменшується. Однак повністю струм стоку не припиняється. Існує напруга, при перевищенні якої I_D перестає зменшуватися. Цю напругу, при якій I_D приймає мінімальне значення, називають напругою відсічки, або (в англо-саксонській традиції) – пороговою напругою U_{TH} . При $U_{GS} > U_{TH}$ передавальну характеристику транзистора можна описати виразом:

$$I_C = I_{C0} \left(1 - \frac{U_{3B}}{U_{П}} \right)^2, \quad (9.18)$$

де I_{C0} – струм стоку при $U_{3B} = 0$.

В лінійній області сімейства вихідних характеристик (при малих значеннях U_{CB}) транзистор можна використовувати в якості лінійного опору, керованого напругою U_{3B} . При зростанні U_{CB} канал в області стоку перекривається, і подальше збільшення напруги не приводить до суттєвого збільшення струму I_C . Ця область (область насичення) характеризується тим, що при сталому струмі опір витік-стік збільшується, а струм I_C практично не змінюється.

Порівняння характеристик біполярних транзисторів (рис. 9.4 та 9.5) з характеристиками польових транзисторів (рис. 9.17) показує, що властивості даних транзисторів мають багато спільного. На польових транзисторах також можуть бути реалізованими каскади підсилення. Каскад підсилення із спільним витком є аналогом каскаду підсилення із спільним емітером. Каскад підсилення із спільним стоком (витковий повторювач) є аналогом каскаду підсилення із спільним колектором (емітерного повторювача). Каскад підсилення із спільним затвором є аналогом схеми підсилення із спільною базою.

9.2.4. Стабілізатор струму на польовому транзисторі

Основною функцією стабілізатора струму є автоматична підтримка заданого значення струму навантаження при зміні опору навантаження та змінах значення напруги. Серед багатьох видів стабілізаторів струму перевагу мають стабілізатори на польових транзисторах. При цьому польовий транзистор працює в області насичення. В цій області струм стоку практично не

змінюється при зміні величини напруги стік-витік в досить широкому діапазоні значень.

В схемі стабілізації струму опір навантаження R_H , полевий транзистор VT1 та змінний опір R_1 з'єднуються послідовно (див. рис. 9.18).

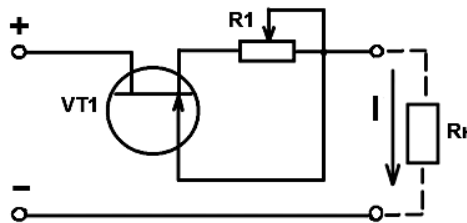


Рис. 9.18. Схема стабілізатора струму на n -канальному польовому транзисторі з управляючим p - n переходом

Струм навантаження призводить до падіння напруги на резисторі R_1 , яка подається на затвор VT1 і виявляється для транзистора напругою $U_{ЗВ}$. Якщо опір навантаження значно менший за опір каналу транзистора, то струм схеми визначається опором каналу транзистора. При цьому регулювання опору R_1 змінює $U_{ЗВ}$, таким чином змінюється струм I_C .

9.2.5. Переваги та недоліки польових транзисторів перед біполярними

Польові транзистори практично витіснили біполярні у ряді застосування. Найбільше розповсюдження вони отримали в інтегральних схемах у якості ключів (електронних перемикачів).

Головні переваги польових транзисторів:

- Завдяки дуже високому вхідному опору каскади підсилення на польових транзисторах практично не споживають вхідного струму, тому вони спроможні функціонувати, витрачаючи дуже мало енергії вхідного сигналу.
- Оскільки керуюче коло зі сторони затвору ізольоване від вихідного кола стоку та витіку, польові транзистори не впливають на джерело сигналу.

- Підсилення за струмом у польових транзисторів набагато вище, ніж у біполярних.
- У польових транзисторах на порядок вища швидкість переходу між станами провідності та непровідності струму. Тому вони можуть працювати у якості електронних ключів на більш високих частотах, ніж біполярні.

Головні недоліки польових транзисторів:

- Структура польових транзисторів починає руйнуватися при найменшій температурі (150 С), ніж структура біполярних транзисторів (200С).
- Не дивлячись на те, що польові транзистори споживають набагато менше енергії, у порівнянні з біполярними транзисторами, при роботі на надвисоких частотах ситуація кардинально змінюється. На частотах вище, приблизно 1,5 ГГц, споживання енергії МОН-транзисторів починає перевищувати споживання потужності у біполярних.
- При виготовленні потужних МОН-транзисторів, в їх структурі виникає «паразитний» біполярний транзистор. Для того, щоб нейтралізувати його вплив, підкладку закорочують з витоком. Але, при швидкому скачку напруги між стоком та витоком польового транзистора, паразитний транзистор може випадково відкритися, в результаті чого, вся схема може вийти із ладу.
- Важливим недоліком польових транзисторів є їх чутливість до статичної електрики. Так як ізолюваний шар діелектрика на затворі дуже тонкий, іноді навіть відносно невеликої напруги буває достатньо, щоб його зруйнувати. А розряди статичної електрики, які присутні практично у кожному середовищі, можуть досягати декілька тисяч вольт. Тому зовнішні корпуси польових транзисторів намагаються створювати таким чином, щоб мінімізувати можливість виникнення небажаної напруги між електродами приладу. Одним із таких методів є закорочення витоку з підкладкою та їх заземлення. Також у деяких моделях використовують

спеціально вбудований діод між стоком та витоком. При роботі з інтегральними схемами, які складаються переважно із польових транзисторів, бажано використовувати заземлені антистатичні браслети. При транспортуванні інтегральних схем використовують антистатичну упаковку.

9.3. Маркування та паспортні характеристики транзисторів

Основна класифікація транзисторів ведеться за вихідним матеріалом, на основі якого вони виготовлені, за максимально допустимою потужністю, що розсіюється на колекторі та частотними властивостями. Ці параметри визначають їх основні області застосування.

За вихідним напівпровідниковим матеріалом транзистори поділяють на:

- германієві,
- кремнієві.

За потужністю транзистори поділяють на:

- транзистори малої потужності,
- транзистори середньої потужності,
- транзистори великої потужності.

За частотою транзистори поділяють на:

- низькочастотні,
- середньочастотні,
- високочастотні,
- надвисокочастотні.

Основними параметрами біполярних транзисторів є:

- статичний коефіцієнт підсилення за струмом у схемі із спільною базою,
- статичний коефіцієнт підсилення за струмом у схемі із спільним емітером,
- зворотній струм колектора,

- гранична частота коефіцієнта передачі струму.

Основними параметрами польових транзисторів є:

- напруга відсічки – прикладена до затвору напруга, при якій перекривається переріз каналу;
- максимальний струм стоку;
- напруга: між затвором і стоком, між стоком та витоком і між затвором і витоком;
- вхідна, прохідна та вихідна ємності.

Зустрічаються транзистори(біполярні), які мають стару, введену до 1964 р. систему позначень. За старою системою у позначеннях транзисторів входить буква П та цифровий номер. За номером транзистора можна визначити, для яких каскадів радіоелектронної конструкції він виготовлений. Якщо перед буквою П стоїть буква М, то це значить, що корпус транзистора холоднозварювальної конструкції. Розшифрування типів транзисторів за номером наступна:

Низькочастотні (до 5 МГц):

- 1...100 – германієві малої потужності, до 0,25 Вт;
- 101...201 – кремнієві до 0,25 Вт;
- 201...300 – германієві великої потужності, більше 0,25 Вт;
- 301...400 – кремнієві більше 0,25 Вт.

Високочастотні (більше 5 МГц):

- 401...500 – германієві до 0,25 Вт;
- 501...600 – кремнієві до 0,25 Вт;
- 601...700 – германієві більше 0,25 Вт;
- 701...800 – кремнієві більше 0,25 Вт.

Наприклад:

- П416Б – транзистор германієвий, високочастотний, малої потужності, різновидності Б;

- МП39Б – германієвий транзистор, має холоднозварювальний корпус, низькочастотний, малої потужності, різновидності Б.

В новій системі позначень використовується буквено-цифровий шифр, який складається із 5 елементів:

1-й елемент системи позначає вихідний матеріал, на основі якого виготовлений транзистор і його зміст не відрізняються від системи позначень діодів, тобто: Г або 1 – германій, К або 2 – кремній, А або 3 – арсенід галію, І або 4 – індій.

2-й елемент – буква Т (біполярний) або П (польовий).

3-й елемент – цифра, яка вказує на функціональні можливості транзистора за допустимою розсіювальною потужністю та частотними властивостями.

Транзистори малої потужності, $P_{\max} < 0,3 \text{ Вт}$

- 1 – малопотужний низькочастотний, $f < 3 \text{ МГц}$;
- 2 - малопотужний середньочастотний, $3 < f < 30 \text{ МГц}$;
- 3 – малопотужний високочастотний, $30 < f < 300 \text{ МГц}$.

Транзистори середньої потужності, $0,3 < P < 1,5 \text{ Вт}$:

- 4 – середньої потужності низькочастотний;
- 5 - середньої потужності середньочастотний;
- 6 - середньої потужності високочастотний.

Транзистори великої потужності, $P > 1,5 \text{ Вт}$:

- 7 – великої потужності низькочастотний;
- 8 – великої потужності середньочастотний;
- 9 – великої потужності високочастотний і надвисокочастотний ($f > 300 \text{ ГГц}$).

4-й елемент – цифри від 01 до 99, які вказують порядковий номер розробки.

5-й елемент – одна із букв від А до Я, що позначає поділ технологічного типу приладів на групи.

Наприклад: КТ540Б – кремнієвий транзистор середньої потужності середньочастотний, номер розробки 40, група Б.

При виготовленні транзисторів використовують різні технологічні засоби, в результаті чого отримуємо прилади із специфічними особливостями, експлуатаційними властивостями та параметрами.

Транзистори, як і інші електронні компоненти, маркують за допомогою кольорового коду. Він складається із зображення геометричних фігур (трикутників, квадратів, прямокутників та ін.), кольорових крапок та латинських букв. Кодування наноситься на плоских частинах, кришках або інших місцях транзистора. За ним можна визначити тип транзистора, місяць та рік виготовлення. Місця маркування та розшифрування кольорових кодів транзисторів приведені в відповідних довідниках виробників.

Питання до розділу 9

1. Які прилади називають транзисторами?
2. Які значення може приймати коефіцієнт статичного підсилення струму у біполярних транзисторах?
3. Які існують схеми увімкнення біполярних транзисторів?
4. Коли використовують схему підсилення із спільним емітером?
5. Який зворотний зв'язок використовують у електронних підсилювачах?
6. У чому полягає робота транзисторного ключа?
7. Якою повинна бути вхідна напруга у схемі із спільним колектором, щоб транзистор міг працювати в активному режимі?
8. Яку роль відіграє диференціальний підсилювальний каскад?
9. Які електроди мають польові транзистори?
10. Для чого використовують стабілізатор струму?

РОЗДІЛ 10. БАЗОВІ ЕЛЕМЕНТИ КОМБІНАЦІЙНИХ ЛОГІЧНИХ СХЕМ

У сучасних пристроях дискретної електроніки використовується великий набір логічних елементів. Однак базовими з них є тільки три, що відповідають трьом основним логічним операціям в булевій алгебрі: **елемент НЕ**, **елемент І**, **елемент АБО**. Всі інші логічні схеми можна реалізувати за допомогою комбінацій трьох базових елементів.

10.1. Елемент НЕ

Логічний **елемент НЕ** (*інвертор*), який реалізує логічну функцію *заперечення*, або *інверсії* має 2 варіанти позначення, які показано на рис. 10.1. Таблиця істинності даного елемента наведена в таблиці 10.1.

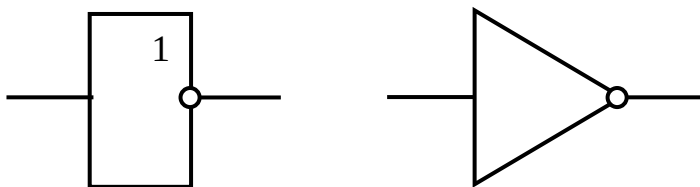


Рис. 10.1. Два варіанти позначення елемента НЕ, який реалізує функцію $y = \bar{x}$

Таблиця 10.1

Таблиця істинності елемента НЕ

x	y
0	1
1	0

Схема простішого транзисторного інвертора співпадає зі схемою транзисторного ключа на базі підсилювача із спільним емітером без зворотного зв'язку – див. рис. 10.2. Для роботи цієї схеми потрібно, щоби виконувалась умова $R_H \gg R_K$. А якщо навантаженням виступає вхідний каскад наступного логічного елемента, задовольнити цю вимогу проблематично.

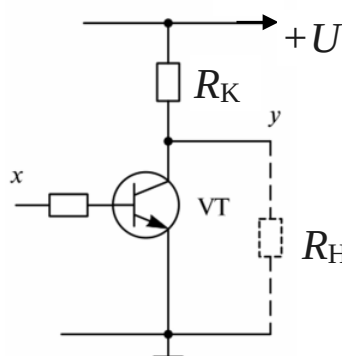


Рис. 10.2. Схема транзисторного інвертора.

Цього недоліку позбавлені наступні схеми інверторів *транзисторно-транзитторної логіки* (ТТЛ), які наведені на рис. 10.3

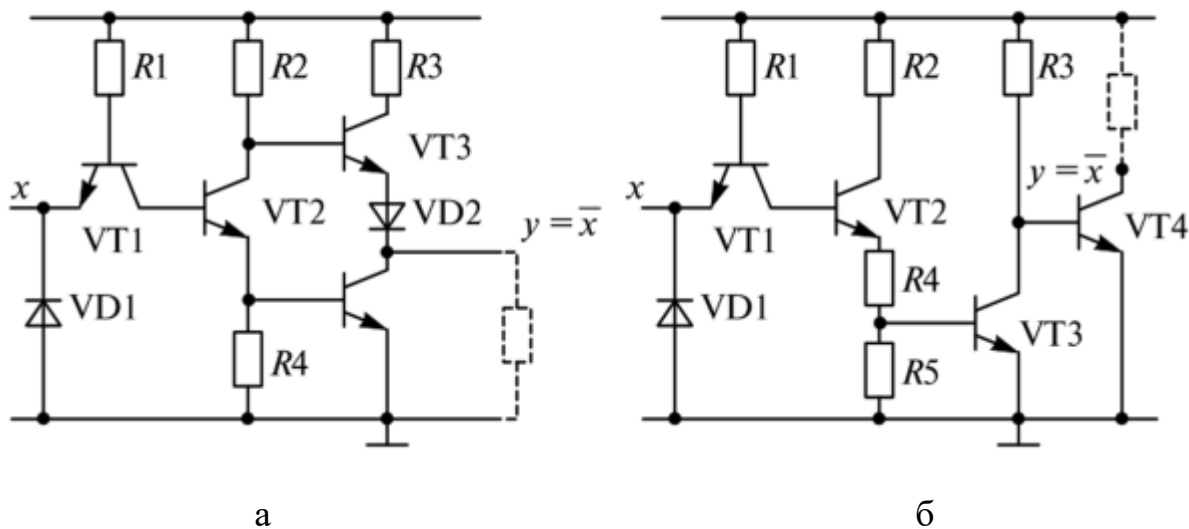


Рис. 10.3 Інвертор з динамічним навантаженням (а)
та інвертор з відкритим колектором (б)

Розглянемо роботу схеми 10.3.а. Коли на вході схеми низький потенціал $x = 0$, в транзисторі VT1 тече струм від бази до емітера, опір колектор-емітер VT1 є низьким, на базі VT2 з'являється низький потенціал, транзистор VT2 закривається, це призведе до відкриття транзистору VT3 та закриттю транзистора VT4, таким чином на виході схеми з'явиться високий потенціал $x = 1$. Коли на вході схеми високий потенціал $x = 1$, в транзисторі VT1 струм від бази до емітера не тече, при тому струм від бази здатен пройти через колекторний *p-n* перехід та відчинити транзистори VT2 та VT4. При цьому транзистор VT3 буде зачинено, і на виході схеми з'явиться низький потенціал $x = 0$. Тобто, схема виконує інверсію вхідного сигналу.

В схему з відкритим колектором (рис. 10.3.б) обов'язково повинно включатися зовнішнє навантаження. В якості навантаження можуть виступати електронні реле, світлодіоди, інші індикаторні або виконуючі пристрої. Слід враховувати, що оскільки навантаження включається між виходом інвертора та шиною живлення, а не між виходом та спільним проводом, то відносно

спільного проводу вихідний сигнал додатково інвертується вихідним транзистором (в даній схемі – VT4).

Слід також зазначити, що на свободному вході ТТЛ елемента (тобто на вході, до якого не підведено ніякого сигналу) присутній високий потенціал (логічна одиниця).

10.2. Елемент І

Логічний **елемент І**, який виконує логічну операцію кон'юнкції (логічне множення), прийнято позначати так, як показано на рис. 10.4 Літери x_1 і x_2 позначають вхідні сигнали двохвходового елемента І (з урахуванням кількості вхідних змінних елемент називають **2І**), y – вихідний сигнал. Таблиця істинності даного елемента наведена в таблиці 10.2.

Таблиця 10.2

Таблиця істинності
елементу 2І

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

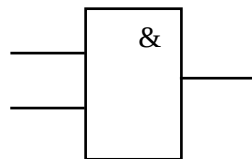


Рис. 10.4. Елемент 2І, який реалізує функцію
 $y = x_1 \wedge x_2 = x_1 x_2$

Схема простішого елемента **m·І**, реалізованого за допомогою діодної логіки, показана на рис. 10.5. Якщо хоча б на одному із входів x з'являється низький потенціал, він призводить до відкриття відповідного діоду, і вихідний потенціал теж становиться низьким (на опорі навантаження буде логічний нуль). Вихідний потенціал буде високим лише за

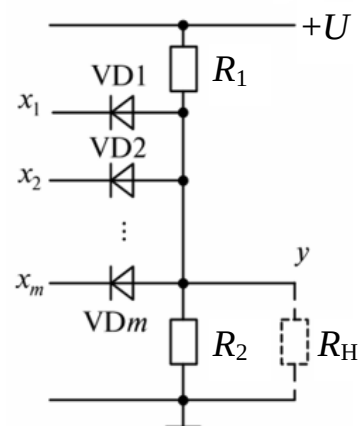


Рис. 10.5. Схема елемента **m·І**.

умови, що на всіх входах x встановлено високий потенціал, або входи залишаються вільними.

10.3. Елемент АБО

Логічний елемент **АБО**, який виконує логічну операцію диз'юнкції (логічне додавання), прийнято позначати так, як показано на рис. 10.6. Літери x_1 і x_2 позначають вхідні сигнали двохвходового елемента АБО (з урахуванням кількості вхідних змінних елемент називають **2АБО**), y – вихідний сигнал. Таблиця істинності даного елемента наведена в таблиці 10.3.

Таблиця 10.3

Таблиця істинності
елементу 2АБО

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

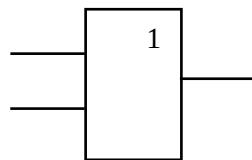


Рис. 10.6. Елемент 2І, який реалізує функцію
 $y = x_1 \vee x_2 = x_1 + x_2$

Схема простішого елемента **m·АБО**, реалізованого за допомогою діодної логіки, показана на рис. 10.7. Якщо хоча б на одному із входів x з'являється високий потенціал, він через відповідний діод попадає на вихід схеми (на опорі навантаження буде логічна одиниця). Вихідний потенціал буде низьким лише за умови, що на всіх входах x встановлено низький потенціал.

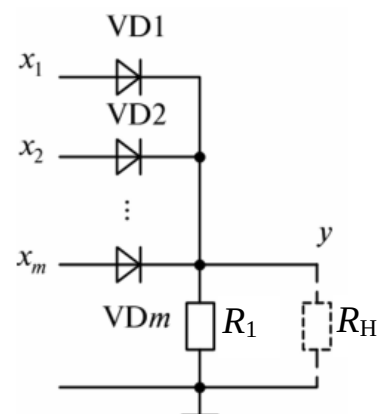


Рис. 10.7. Схема елемента **m·АБО**.

10.4. Суперпозиція логічних функцій

Розглянемо два логічних елемента (рис. 10.8 а, б), що реалізують булеві функції виду $y_1 = x_1x_2$; $y_2 = x_3 + x_4$. Приєднаємо до входу x_3 елемента АБО вихід y_1 елемента І. Математично це означає підстановку функції y_1 замість аргументу x_3 . При цьому отримаємо нову функцію $y_3 = x_1x_2 + x_4$, логічна схема якої приведена на рис. 10.8.в.

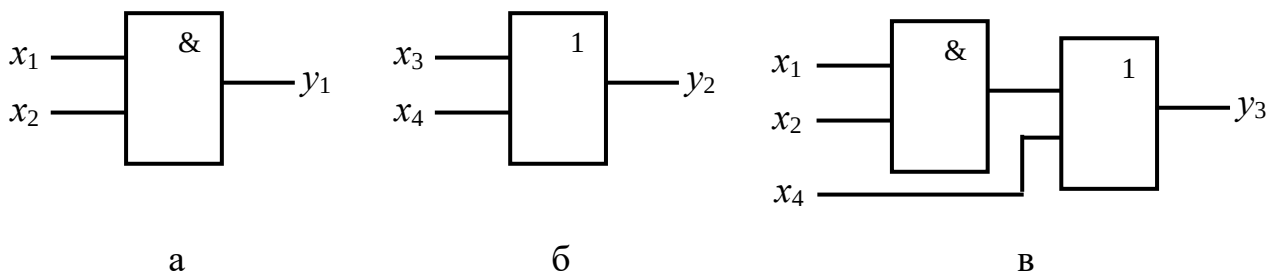


Рис. 10.8. а) елемент І, який реалізує кон'юнкцію аргументів x_1 і x_2 ;

б) елемент АБО, який реалізує диз'юнкцію аргументів x_3 і x_4 ;

в) логічна схема, яка реалізує функцію: $y_3 = x_1x_2 + x_4$

Таким чином, нові логічні функції можна реалізовувати шляхом підстановки в базові логічні елементи замість входних аргументів результати обчислення інших логічних функцій. Підстановка в функцію замість її аргументів інших функцій називається **суперпозицією**. За допомогою операції суперпозиції з всякої функції можна отримати будь-яку більш складну, тобто за допомогою суперпозицій всього трьох базових логічних елементів можна реалізувати будь-яку логічну функцію. Тому стверджують, що три вказав логічних елемента складають *функціонально повний набір*.

Якщо в логічній схемі вихідні сигнали у деякий момент часу однозначно визначається тільки входними сигналами, які мають місце у даний момент часу, то така логічна схема називається комбінаційною.

Складання комбінаційних логічних схем можна спростити, якщо функціонально повний набір базових логічних елементів доповнити деякими комбінаційними елементами, які часто використовуються.

10.5. Елемент 2І-НЕ

Логічний елемент 2І-НЕ реалізує логічну функцію $y = \overline{x_1 \wedge x_2} = \overline{x_1 x_2}$.

Елемент прийнято позначати так, як показано на рис. 10.9. Таблиця істинності даного елемента наведена в таблиці 10.4.

Таблиця 10.4.

Таблиця істинності
елементу 2І-НЕ

x_1	x_2	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

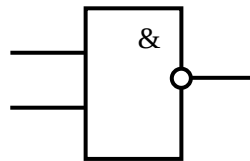


Рис. 10.9. Елемент 2І-НЕ,

Схемна реалізація елемента 2І-НЕ може бути здійснена за допомогою з'єднання виходу елемента 2І з входом інвертора. Однак в ТТЛ-технології елементи mІ-НЕ просто виготовити з ТТЛ-інверторів, на вході яких застосовані багатоемітерні транзистори – див. рис. 10.10.

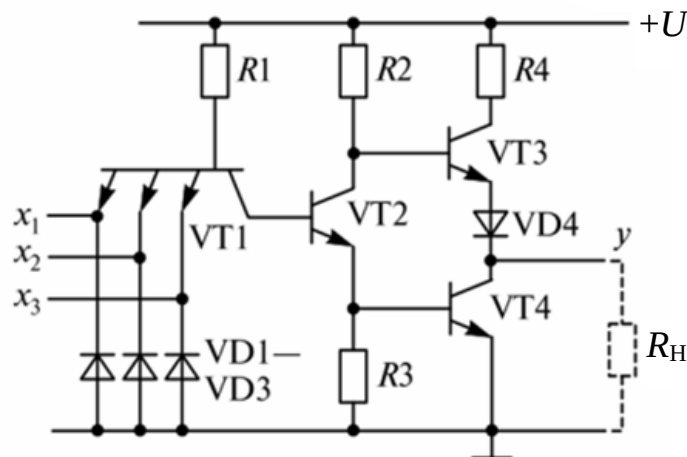


Рис. 10.10. Схеми ТТЛ елементів 3І-НЕ.

Якщо хоча б на одному із входів x з'являється низький потенціал, транзистор VT1 відчиняється (опір між колектором і емітером з низьким потенціалом стає малим), при цьому зачиняється транзистор VT2, внаслідок чого відчиняється транзистор VT3 і зачиняється VT4. Через це на виході елемента встановлюється логічна одиниця. Вихідний потенціал буде низьким лише за умови, що на всіх входах x або встановлено високий потенціал, або входи залишаються вільними.

10.6. Елемент 2АБО-НЕ

Логічний елемент 2АБО-НЕ реалізує логічну функцію $y = \overline{x_1 \vee x_2} = \overline{x_1 + x_2}$. Елемент прийнято позначати так, як показано на рис. 10.11. Таблиця істинності даного елемента наведена в таблиці 10.5.

Таблиця 10.5.

Таблиця істинності
елементу 2АБО-НЕ

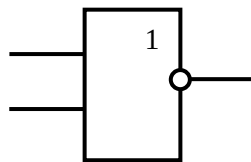


Рис. 10.11. Елемент 2АБО-НЕ,

x_1	x_2	y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Треба зазначити, що кожний з елементів 2АБО-НЕ та 2І-НЕ поодинці є функціонально повним набором. Тобто будь яку комбінаційну логічну схему можна реалізувати суперпозицією лише елементів 2АБО-НЕ або суперпозицією лише елементів 2І-НЕ.

Завдяки використанню багатоемітерних транзисторів лінійки базових елементів складаються з наступних елементів: 2І, 3І, 4І, 8І; 2АБО, 3АБО, 4АБО, 8АБО; 2І-НЕ, 3І-НЕ, 4І-НЕ, 8І-НЕ; 2АБО-НЕ, 3АБО-НЕ, 4АБО-НЕ, 8АБО-НЕ.

10.3. Елемент ВИКЛЮЧНЕ АБО

Логічний елемент **ВИКЛЮЧНЕ АБО** виконує логічну операцію «додавання за модулем 2», умовне позначення цієї операції: $y = x_1 \oplus x_2$. Елемент ВИКЛЮЧНЕ АБО буває тільки двох входовим. його прийнято позначати так, як показано на рис. 10.12. Таблиця істинності даного елемента наведена в таблиці 10.5.

Таблиця 10.5

Таблиця істинності
елементу 2АБО

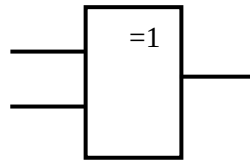


Рис. 10.12. Елемент ВИКЛЮЧНЕ АБО, який
реалізує функцію додавання за модулем 2

x_1	x_2	y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Питання до розділу 10

1. Які логічні елементи є базовими? З якими логічними операціями вони пов'язані?
2. Що таке функціонально повний набір логічних елементів? Наведіть приклади функціонально повних наборів.
3. Накресліть таблицю істинності елемента 3І-НЕ.
4. Накресліть таблицю істинності елемента 3АБО-НЕ.
5. Накресліть таблицю істинності елемента ВИКЛЮЧНЕ АБО-НЕ. Чим вона відрізняється від таблиці істинності елемента 2АБО-НЕ?
6. Опишіть роботу ТТЛ-інвертора?
7. Складіть комбінаційну схему, що реалізує таку логічну функцію:

$$y = x_1 x_2 x_3 x_4 x_5$$

РОЗДІЛ 11. БАЗОВІ ЦИФРОВІ АВТОМАТИ: ТРИГЕРИ. ВИКОРИСТАННЯ ТРИГЕРІВ

У послідовних цифрових пристроях стан входу елемента залежить не лише від сигналу, що поступає на вхід, але і від попереднього стану цього пристрою. Такі елементи обов'язково мають у своєму складі елементи пам'яті, тобто вихідний сигнал залежить від стану вхідних сигналів та стану елемента пам'яті.

11.1. Тригери

Тригери – це послідовні пристрої, які можуть тривалий час знаходитися у одному із двох (або більше) стійких станів та змінювати їх під дією зовнішніх сигналів. Тригери можна поділити на:

- асинхронні (змінюють стан у момент прибуття інформаційного сигналу);
- синхронні (змінюють стан при наявності на спеціальному вході керуючого сигналу). Синхронні тригери поділяються на статичні (керуючий сигнал – рівень), динамічні (керуючий сигнал – фронт). Динамічні тригери діляться на одноактні (одноступінчаті) та двоактні (двоступінчаті). У двоступінчатих тригерах вхідний сигнал прописується спочатку у пам'яті пристрою (буфер) і лише потім на вихід:
- з роздільною установкою стану «0» і «1» (RS-тригери);
- універсальні (RS-тригери);
- з лічильним входом (Т-тригери).

Виходи мікросхем тригерів позначаються наступним чином:

- S – (Set) вхід для установки у стан «1»;
- R – (Rset) вхід для установки у стан «0»;
- J – вхід для установки у стан «1» в універсальному тригері;
- K – вхід для установки у стан «0» в універсальному тригері;
- T – лічильний вхід;

- D – (Data) інформаційний вхід для установки у стан «1» або «0»;
- C – вхід імпульсів синхронізації.

Зміна стану синхронних тригерів відбувається лише по приходу спеціальних сигналів (синхроімпульсів). Вони можуть спрацювати або по приходу переднього фронту синхроімпульсу, або по рівню (високому чи низькому), або по приходу заднього фронту синхроімпульсу. На схемі варіант керування вказується спеціальною позначкою на вході мікросхеми (рис. 11.1).

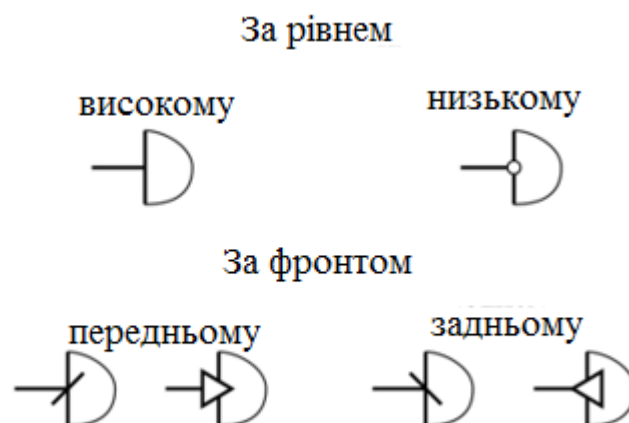


Рис. 11.1. Позначення на входах цифрових мікросхем умови спрацювання

Як правило, тригери, наряду з прямим виходом Q , мають також інверсний вихід $\overline{Q}$. Стан тригера оцінюється за станом прямого виходу Q .

11.2. Асинхронний RS-тригер

Асинхронний тригер – це елемент, у якого перехід із одного стану в інший відбувається при зміні інформаційних сигналів і не пов'язаний із тактовими сигналами.

Позначення RS-тригера та його логічна схема, зібрана на базі логічних елементів «2АБО-НІ», зображені на рис. 11.2. Таблиця станів RS-тригера має наступний вигляд – див. таблицю 11.1:

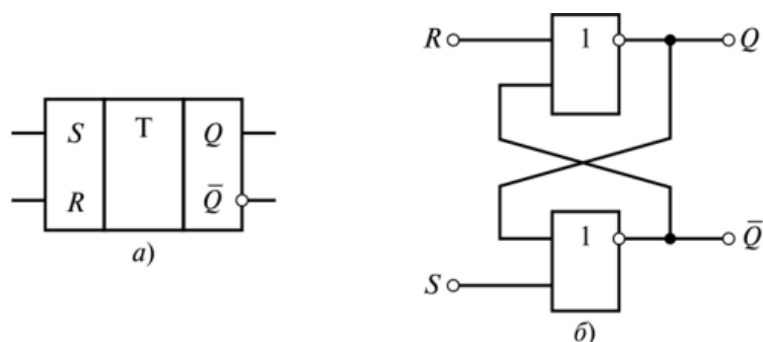


Рис. 11.2. RS-тригер: *a* – позначення; *б* – логічна схема

Таблиця 11.1

Таблиця станів асинхронного RS-тригера

S	R	Q	$\bar{Q}$	Q_{t+i}	$\bar{Q}_{t+1}$	Режим
0	0	0	1	0	1	Зберігання
0	0	1	0	1	0	
0	1	0	1	0	1	Повернення в «0»
0	1	1	0	0	1	
1	0	0	1	1	0	Встановлення «1»
1	0	1	0	1	0	
1	1	0	1	X	X	Заборонений стан
1	1	1	0	X	X	

У таблиці позначено: Q , і $\bar{Q}$, – стан виходів тригера у будь-який момент часу t ; Q_{t+1} і $\bar{Q}_{t+1}$ – стан виходів у наступний по відношенню до t момент часу. Для синхронних тригерів це момент приходу наступного після моменту часу t синхроімпульсу, для асинхронних – час зміни стану інформаційних входів у наступний після моменту часу t . Режим, коли $R = S = 1$, є забороненим, так як на виході мікросхеми виникає невизначеність, тобто передбачити значення Q неможливо. Такого режиму потрібно уникати.

Часові діаграми асинхронного RS-тригера зображені на рис. 11.3.

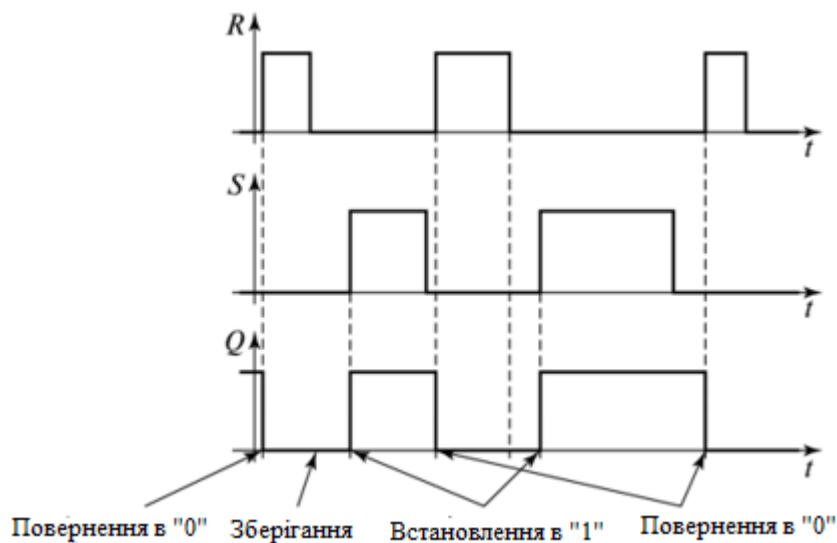


Рис. 11.3. Часові діаграми роботи асинхронного RS-тригера

11.3. Синхронний RS-тригер

Синхронний RS-тригер — це тригер, перемикання якого відбувається за сигналом, який подається на спеціальний вхід (вхід синхроімпульсу або тактового імпульсу). Може спрацювати за рівнем, по передньому фронту, по задньому фронту синхроімпульсу.

Позначення синхронного RS-тригера та його логічна схема зображені на рис. 11.4.

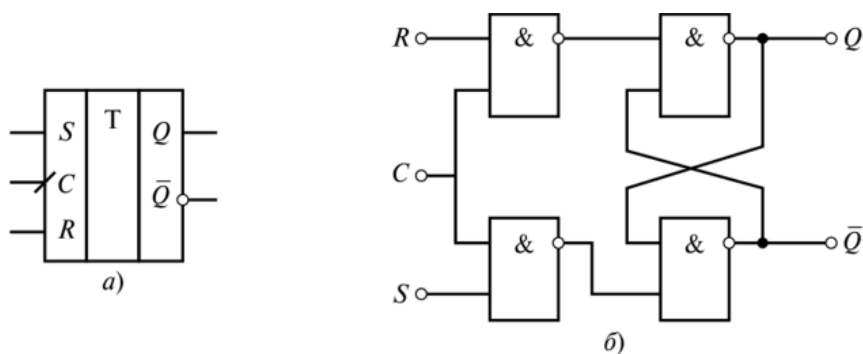


Рис. 11.4. Синхронний RS-тригер: а – позначення; б – логічна схема

На рис. 11.4 синхронний RS-тригер зібраний на базі логічних елементів «2И-НЕ», таблиця станів синхронного RS-тригера має наступний вигляд:

Таблиця 11.2

Таблиця станів синхронного RS-тригера

C	S	R	Q	Q_{t+i}	Режим
ПФ	0	0	0	0	Зберігання
ПФ	0	0	1	1	
ПФ	0	1	0	0	Повернення в «0»
ПФ	0	1	1	0	
ПФ	1	0	0	1	Встановлення «1»
ПФ	1	0	1	1	
ПФ	1	1	0	X	Заборонений стан
ПФ	1	1	1	X	

«ПФ» у таблиці означає «передній фронт» тактового імпульсу; X – будь-яке значення. Часові діаграми роботи синхронного RS-тригера зображені на рис. 11.5.

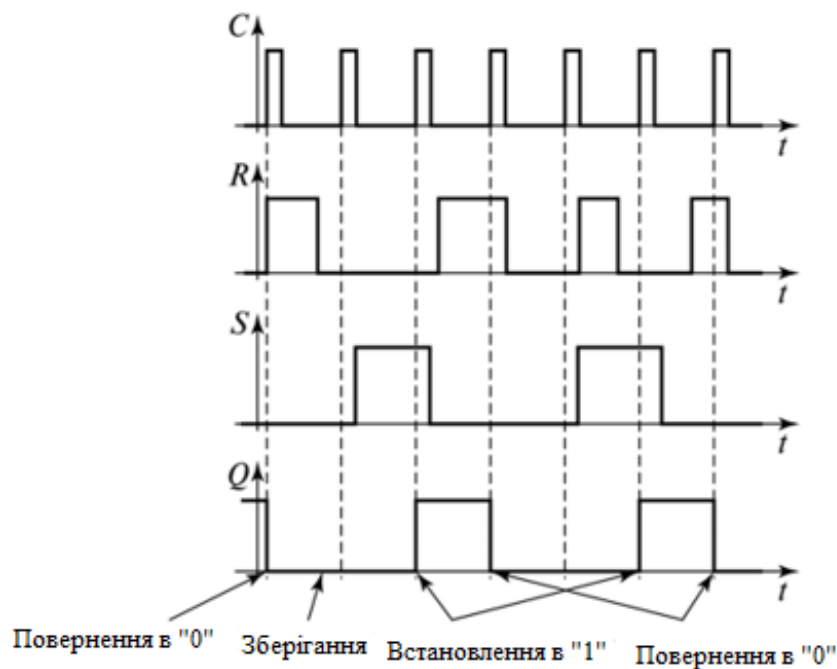


Рис. 11.5. Часові діаграми роботи синхронного RS-тригера

11.4. Синхронний JK-тригер

JK-тригер (універсальний) – синхронний тригер, робота якого аналогічна роботі синхронного RS-тригера, лише JK-тригер немає стану невизначеності (заборони) при $J = K = 1$. У такому стані на виході тригера буде інверсія виходів, тобто інформації, яка зберігається. Схематичне зображення JK-тригера представлено на рис. 11.6.

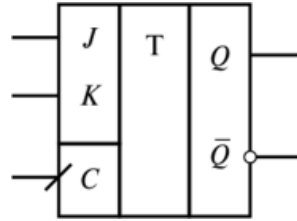


Рис. 11.6. Універсальний JK-тригер

Таблиця станів універсального JK-тригера має наступний вигляд:

Таблиця 11.3

Таблиця станів універсального JK-тригера

C	J	K	Q	Q_{t+i}	Режим
ПФ	0	0	0	0	Зберігання
ПФ	0	0	1	1	
ПФ	0	1	0	0	Повернення в «0»
ПФ	0	1	1	0	
ПФ	1	0	0	1	Встановлення «1»
ПФ	1	0	1	1	
ПФ	1	1	0	1	Інверсія стану
ПФ	1	1	1	0	

«ПФ» у таблиці означає «передній фронт» синхроімпульсу. Часові діаграми роботи універсального JK-тригера зображені на рис. 11.7.

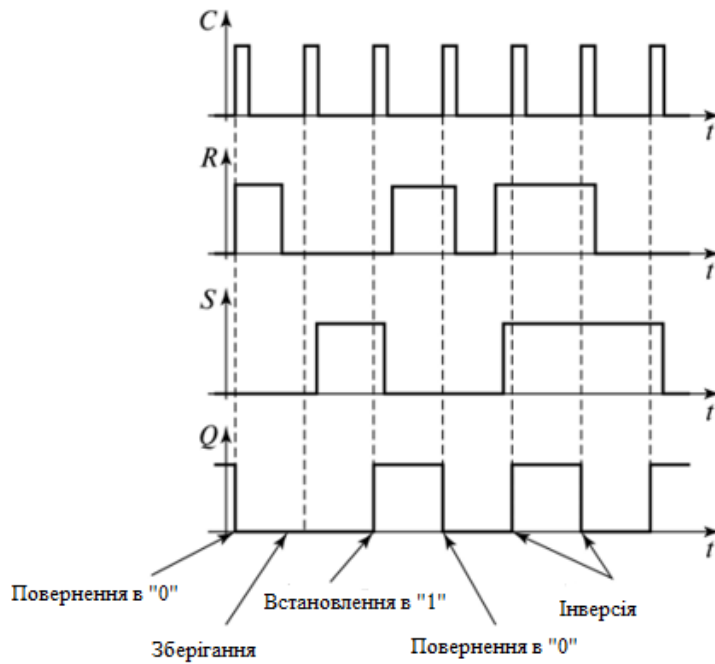


Рис. 11.8. Часові діаграми роботи універсального JK-тригера

11.5. Асинхронний JK-тригер

Асинхронний (інтегральний) JK-тригер — це динамічний тригер, відрізняється від звичайного RS –тригера тим, що має додаткові входи асинхронної завчасної установки. На рис. 11.8 зображений інтегральний JK-тригер з інверсними входами установки одиниці та скидання (активний логічний рівень — низький) і тактований заднім фронтом синхроімпульсу.

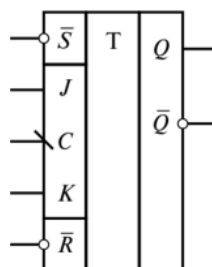


Рис. 11.8. Інтегральний JK-тригер

Таблиця станів такого JK-тригера має наступний вигляд:

Таблиця станів інтегрального JK-тригера

S	R	C	J	K	Q	Q_{t+i}	Режим
0	0	X	X	X	X	X	Заборонений стан
0	1	X	X	X	X	0	Асинхронне повернення в «0»
1	0	X	X	X	X	1	Асинхронне встановлення «1»
1	1	X	0	0	0	0	Зберігання
1	1	X	0	0	1	1	
1	1	ЗФ	0	1	X	0	Повернення в «0»
1	1	ЗФ	1	0	X	1	Встановлення «1»
1	1	ЗФ	1	1	0	1	Інверсія стану
1	1	ЗФ	1	1	1	0	

У таблиці «ЗФ» означає «задній фронт» синхроімпульсу; X – будь-яке значення.

Питання до розділу 11

1. Що таке тригери?
2. На які типи поділяються тригери?
3. Коли відбувається зміна стану синхронних тригерів?
4. Які тригери називаються асинхронними?
5. Які тригери називаються синхронними?
6. Чим відрізняється синхронний JK- тригер від RS- тригера?
7. Чим відрізняється асинхронний JK- тригер від RS- тригера?
8. На базі яких логічних елементів зібраний синхронний RS- тригер?

РОЗДІЛ 12. ЛІЧИЛЬНИКИ. РЕГІСТРИ. АНАЛОГО-ЦИФРОВІ ТА ЦИФРО-АНАЛОГОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

12.1. Лічильники

12.1.1. Цифрові лічильники

Лічильник – це пристрій, який виконує функцію підрахунку кількості імпульсів, що потрапляють на його вхід та формує на виході двійкове число, яке відповідає числу імпульсів на вході.

Лічильники характеризуються модулем підрахунку та розрядністю. *Модуль підрахунку K_{CI}* (коефіцієнт підрахунку імпульсів) – це максимальне число імпульсів, яке може бути підраховане лічильником, перед тим як відбудеться його циклічне обнуління (початковий стан лічильника включається у цикл підрахунку). *Розрядність* лічильника визначається кількістю розрядів двійкового числа на виході лічильника.

Лічильники імпульсів можна розділити на наступні класи:

- за напрямком підрахунку: інкрементні, декрементні та реверсивні. Інкрементні — це лічильники, у яких з приходом чергового імпульсу результат збільшується на одиницю. Декрементні – у яких з приходом чергового імпульсу результат зменшується на одиницю. реверсивні – у яких може відбуватися як інкрементація, так і декрементація результату;
- за способом організації внутрішнього зв'язку: з послідовним (наскрізним) переносом або асинхронні лічильники, паралельні або синхронні лічильники, з комбінованим переносом, кільцеві. Лічильники із наскрізним переносом — це лічильники, у яких зміна стану на вході відбувається шляхом наскрізного переносу інформації із самого молодшого розряду до старшого, тобто вихідні стани лічильника змінюються неодноразово, асинхронно з імпульсами тактового генератора. У лічильниках з паралельним переносом

складові елементи лічильника спрацьовують одночасно, тобто синхронно з тактовими імпульсами. У паралельних лічильниках вихідні стани змінюються одночасно;

- за модулем підрахунку: з будь-яким постійним модулем підрахунку, із змінним модулем підрахунку.

Цифрову схему, яка виконує функцію підрахунку, можна зібрати із тригерів та логічних елементів. Як правило, лічильники будуються на основі *JK*- або *T*-тригерів.

12.1.2. Інкрементний лічильник

Інкрементний лічильник може бути складений із декількох *JK*- тригерів. Наприклад, схема чотирьохрозрядного інкрементного лічильника, складеного із чотирьох *JK* –тригерів, зображена на рис. 12.1.

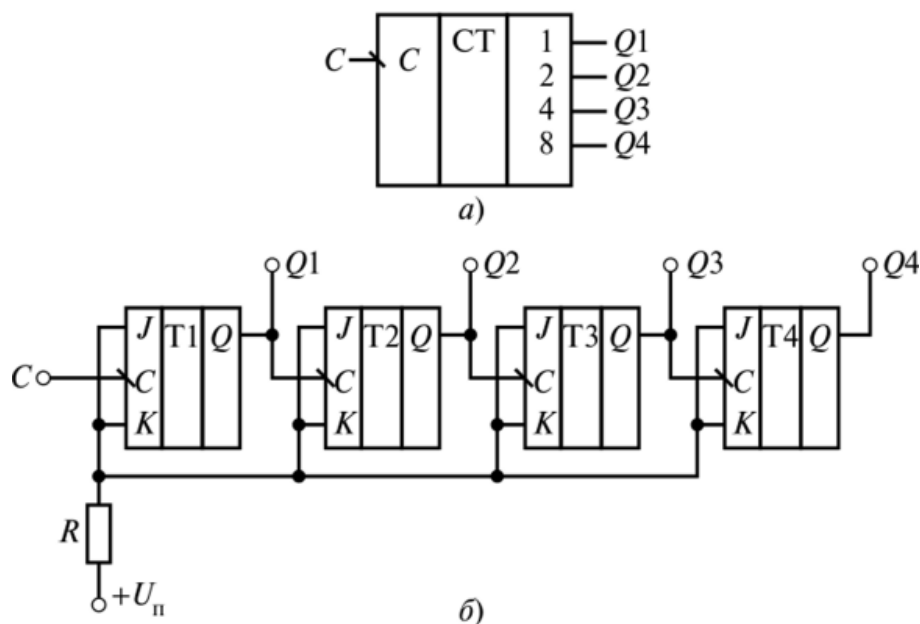


Рис. 12.1. Інкрементний лічильник: *а* – позначення;
б – схема реалізації на *JK* –тригерах

На схемі рис. 12.1 на входи *J* та тригерів подано (через резистор *R*) напругу живлення U_n , тобто високий логічний рівень. Отже, перемикання тригерів буде відбуватися послідовно при потраплянні на входи *C* задніх

фронтів синхроімпульсів. Часові діаграми, які пояснюють роботу схеми, зображені на рис. 12.2.

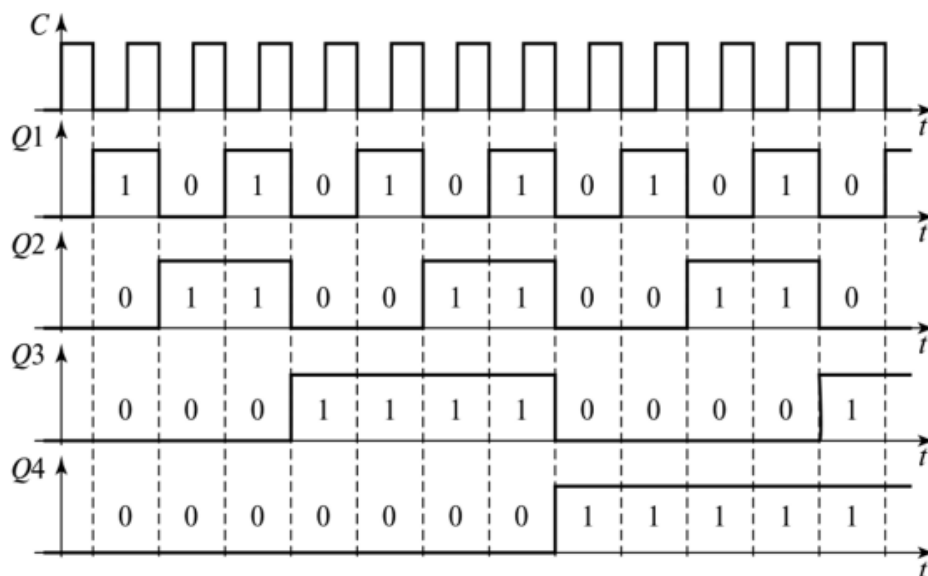


Рис. 12.2. Часові діаграми роботи інкрементного лічильника

Перемикання тригера T1 відбувається у момент приходу заднього фронту до входу схеми (вхід C). Перемикання тригера T2 відбувається у момент приходу заднього фронту з виходу тригера T1 (вихід Q). При цьому Q1 буде являтися молодшим розрядом двійкового числа, яке формується на виході лічильника. Перемикання тригера T3 відбувається у момент приходу заднього фронту з виходу тригера T2 (вихід Q2) і т.д. Такі лічильники називають *лічильниками з наскрізним переносом*. На виходах лічильника формується двійкове число, яке дорівнює кількості імпульсів, що потрапили до входу. Лічильник, представлений на рис. 12.1, є чотирьохрозрядним з модулем підрахунку $K_{CI} = 16$. Із приходом кожного шістнадцятого імпульсу покази лічильника будуть обнулятися.

Випускаються лічильники, у склад яких входять елементи логіки для організації, наприклад, операції скидання до нуля при досягненні деякого вихідного стану, тобто для зміни модуля підрахунку.

12.1.3. Декрементний лічильник

Такі лічильники ще називають *лічильниками зворотної дії*. При досягненні на виході нульового значення на усіх розрядах циклічний зворотний підрахунок продовжується із значення всіх одиниць на виході. Декрементний лічильник можна зібрати на базі *JK*-тригерів. Наприклад, схема трьохрозрядного декрементного лічильника, складеного із *JK*-тригерів, зображена на рис. 12.3.

На схемі рис. 12.3 крім лічильного входу *C*, передбачений також вхід *S* для встановлення розрядів лічильника. При $S = 1$ на виходах лічильника встановлюються логічні одиниці. Такий стан лічильника є початковим. Із приходом заднього фронту імпульсу на вхід *C* буде відбуватися декрементация трьохрозрядного двоїчного коду на виходах *Q1*, *Q2* і *Q3*. Часові діаграми, які пояснюють роботу декрементного лічильника, зображені на рис. 12.4.

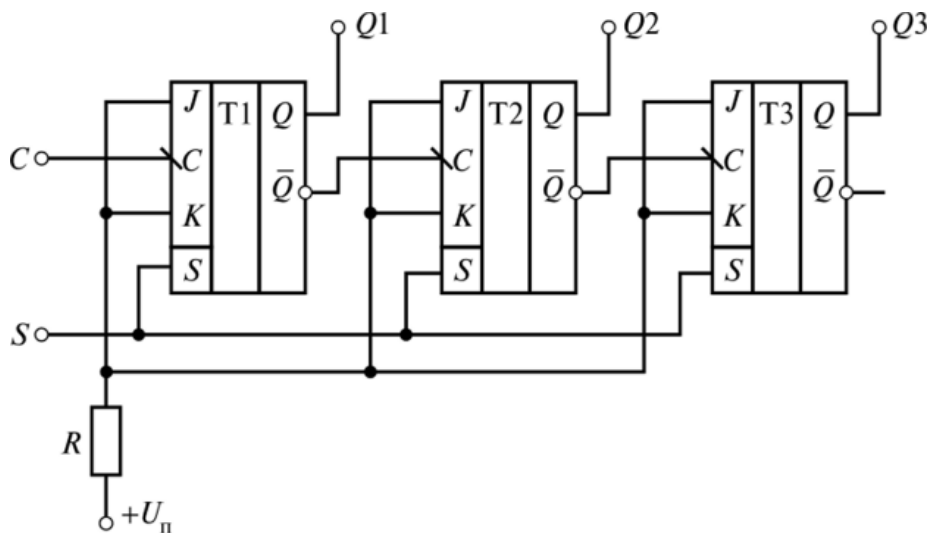
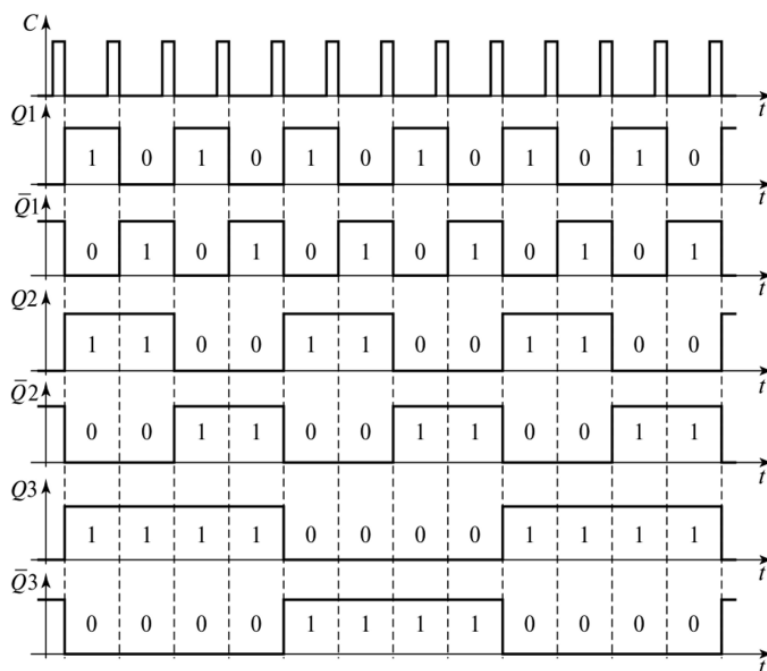


Рис. 12.3. Структура декрементного лічильника



одночасно логічні нулі, то тригери перейдуть у режим зберігання інформації і приход заднього фронту імпульсу не змінить стан тригерів. Відновити підрахунок можна, якщо подати високий логічний рівень на вхід S лічильника.

12.2. Регістри

Регістри – це пристрої для тимчасового зберігання та перетворення інформації багаторозрядних двійкових чисел. Регістри будуються на базі тригерів, число яких відповідає числу розрядів у двійковому слові, що зберігається. З кожним регістром зазвичай пов'язаний комбінаційний цифровий пристрій. Така архітектура дозволяє виконати певні логічні операції над двійковими числами. До таких операцій відносяться: прийняття числа у регістр; передача числа із регістра; зсув слова вліво або вправо на задане число розрядів; перетворення послідовного коду у паралельний і навпаки; встановлення регістру у початковий стан і т.д.

Регістри можна розділити на наступні класи: накопичувальні, зсувні, паралельні, послідовні, комбіновані, однонаправлені, реверсивні.

12.2.1. Послідовно зсувний регістр

У зсувних регістрах послідовність логічних нулів та одиниць, які подаються на інформаційний вхід, будуть передаватися від молодшого вихідного розряду до старшого покроково з приходом фронту кожного тактового імпульсу.

Послідовний зсувний регістр можна побудувати, наприклад, на базі D-тригерів (рис. 12.6).

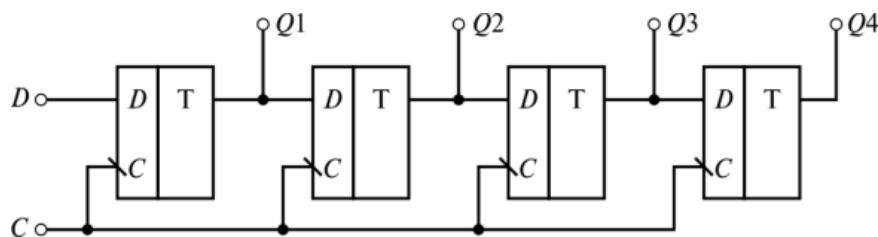


Рис. 12.6. Послідовний зсувний регістр

На рис. 12.6 вхід D є інформаційним для чотирьохрозрядного регістру, а вхід C – вхід синхроімпульсів.

Часові діаграми, які пояснюють роботу зсувного регістру, зображені на рис. 12.7.

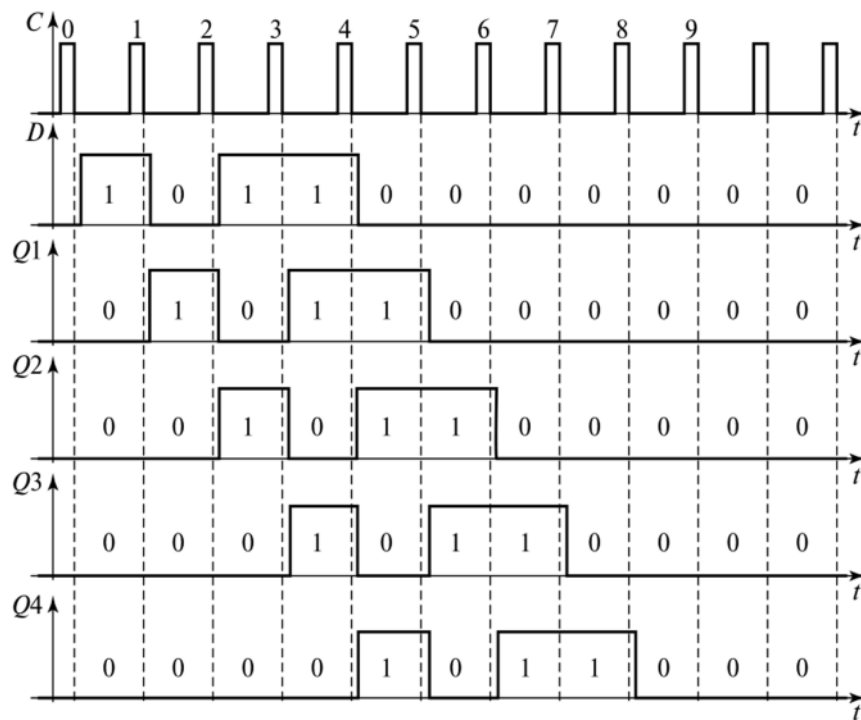


Рис. 12.7. Часові діаграми роботи зсувного регістру

Таблиця станів зсувного регістру має наступний вигляд:

Таблиця 12.1

Таблиця станів зсувного регістру

Номер такту	D	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0
2	0	1	0	0	0
3	1	0	1	0	0
4	1	1	0	1	0
5	0	1	1	0	1
6	0	0	1	1	0
7	0	0	0	1	1
8	0	0	0	0	1

Введення чотирьохрозрядного двійкового числа у такий регістр відбувається за чотири такти. На п'ятому такті старший біт інформації безповоротно втрачається, і починається заповнення регістру новим чотирьохрозрядним числом.

Представлений регістр є перетворювачем послідовного двійкового коду у паралельний.

12.2.2. Накопичувальний односпрямований регістр з паралельним входом

На вхід паралельного регістру подається багаторозрядне двійкове число. По фронту синхроімпульсу паралельно увімкненні тригери, на основі яких будується регістр, змінюють свій стан, тобто на виході тригерів формується двійкове число, відповідне вхідному. Потім тригери переходять в режим зберігання. Запис у регістр завершений. Для зчитування інформації із регістра, як правило, використовується комбінаційний логічний пристрій, який керується спеціальним сигналом з входу «Зчитування» («Читання»). За цим сигналом інформація з виходів тригерів переноситься на вихід комбінаційного пристрою. Операція зчитування інформації з регістра завершена.

На рис. 12.8 зображена схема паралельного регістра, зібраного на основі двох подвоєних D-тригерів. Комбінаційний логічний пристрій (КЛП) для виконання операції зчитування виконано із чотирьох елементів «2И». На схемі $X_1 - X_4$ – вхідний паралельний двійковий код; Y_2 і Y_1 – керуючі входи. При Y_1 спрацьовує режим паралельного запису у регістр, при $Y_2 = 0$ – режим зберігання інформації, при $Y_2 = 1$ – паралельне зчитування інформації (вихід інформації з регістру); $Z_1 - Z_4$ – вихідний паралельний двійковий код.

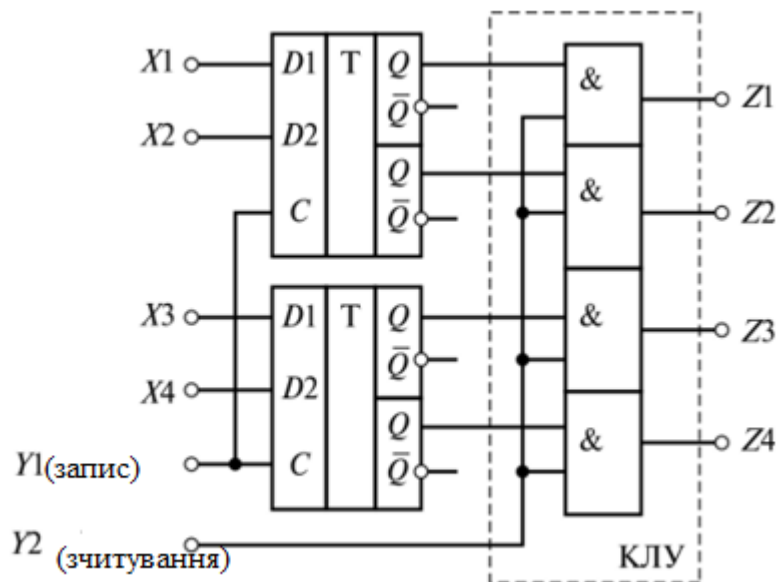


Рис. 12.8. Паралельний регістр

На рис. 12.9 представлено схематичне зображення регістра з паралельним введенням (мікросхема К555ІР27).

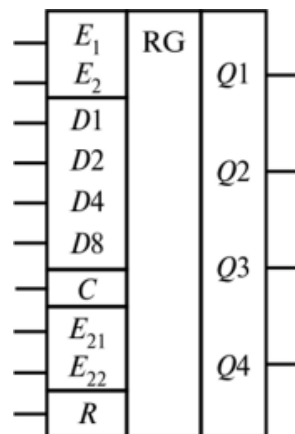


Рис. 12.9. Паралельний чотирьохрозрядний регістр

Особливістю представленого на рис. 12.9 регістру є наявність подвоєного входу керування записом у регістр (виходи E_1 і E_2) та подвоєного входу керування читанням із регістра (виходи E_{21} і E_{22}). Така архітектура регістра дозволяє нарощувати розрядність пристрою пам'яті та створювати із регістрів комбіновані пристрої зберігання інформації. На рис. 12.9 позначено: $D_1 - D_8$

та $Q_1 - Q_4$ — вхід та вихід даних; C — вхід синхронізації; E_1, E_2 , та E_{21}, E_{22} — керуючі входи. Якщо $E_1 = E_2 = 0$, то регістр працює у режимі паралельного введення інформації (в момент приходу переднього фронту на вхід C); якщо $E_1 = 1$ або $E_2 = 1$, то регістр працює у режимі зберігання інформації. Якщо $E_{21} = E_{22} = 0$, регістр працює у режимі передачі інформації на вихід; якщо $E_{21} = 1$ або $E_{22} = 1$, то виходи регістра переходять у третій стан.

12.2.3. Універсальний регістр

Універсальний регістр — це регістр, який за рахунок складних внутрішніх логічних зв'язків може забезпечити запис та читання інформації у паралельному двійковому коді, передачу інформації у послідовному коді із зсувом вправо або вліво, зберігання інформації.

На рис. 12.10 представлена схема універсального регістру.

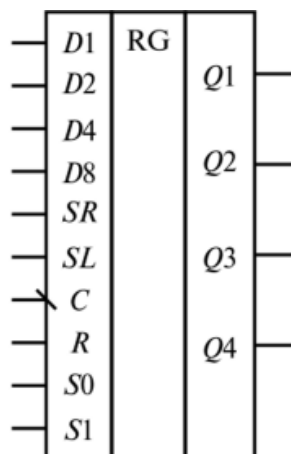


Рис. 12.10. Універсальний регістр

На рис. 12.10 позначено: $D_1 - D_8$ — входи для паралельного завантаження даних у регістр; SR — вхід для послідовного завантаження даних у регістр із

зсувом вправо; SL – вхід для послідовного завантаження даних у регістр із зсувом вліво; C – вхід синхронізації; R – вхід обнуління регістра; S_0 і S_1 – керуючі входи, які задають режим роботи регістра. При $S_0 = S_1 = 1$ відбувається паралельне завантаження даних із входів $D_1 - D_8$, при $S_0 = 1$ і $S_1 = 0$ – введення даних із входу SR (зсув вправо), при $S_0 = 0$ і $S_1 = 1$ – введення даних із входу SL (зсув вліво), при $S_0 = S_1 = 0$ — збереження даних; $Q_1 - Q_4$ — виходи регістра.

12.3. Цифроаналогові перетворювачі (ЦАП)

ЦАП — це пристрій, призначений для перетворення цифрового коду в аналогову напругу відповідного рівня. Основними характеристиками ЦАП є:

- роздільна здатність;
- розрядність;
- час перетворення;
- лінійність характеристики.

12.3.1. Статичні параметри ЦАП

До статичних характеристик ЦАП відносяться:

- розподільна здатність – це приріст вихідного аналогового сигналу i , при перетворенні суміжних значень вхідного цифрового сигналу d_h , тобто двійкових чисел, які відрізняються на одиницю молодшого розряду. Цей приріст називається *кроком квантування* h (рис. 12.11).

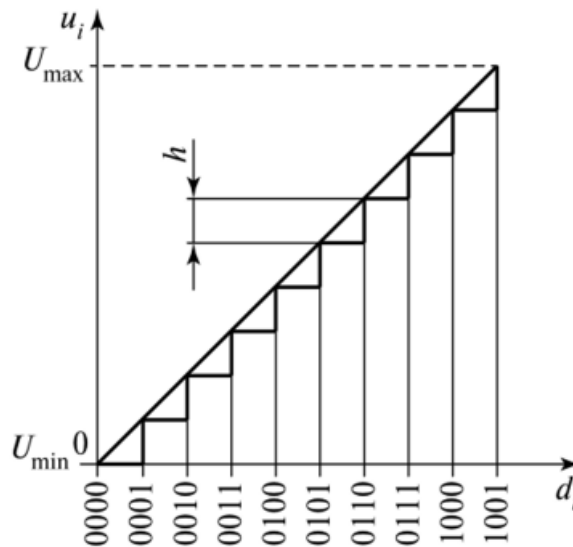


Рис. 12.11. Характеристика перетворення ЦАП

Для двійкових кодів перетворення номінального значення кроку квантування визначається формулою:

$$h = \frac{U_{\max}}{2^n - 1}, \quad (12.1)$$

де $U_{\max}$ – номінальна максимальна вхідна напруга ЦАП; n – розрядність ЦАП.

- розрядність – кількість входів ЦАП. Чим вище розрядність, тим менше крок квантування і тим вища його розподільна здатність, точніше перетворення;
- діапазон зміни вихідного сигналу: $\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$, де $U_{\min}$ – мінімальне значення вихідної напруги ЦАП при вхідному двійковому коді(двійковому) коді, що дорівнює нулю.

12.3.2. Динамічні параметри ЦАП

При зміні вхідного цифрового коду на виході ЦАП напруга повинна змінюватися скачком (див. рис. 12.11), але у схемі ЦАП виникають перехідні процеси, які можуть мати вигляд затухаючих коливань (вид перехідного

процесу залежить в основному від величини паразитних ємностей, опорів та індуктивностей електронних елементів ЦАП). Час закінчення перехідного процесу, тобто час, за який рівень вихідного сигналу зайде в межі допустимої точності, визначає швидкодію перетворювача.

Зчитування інформації з виходу повинно відбуватися після закінчення усіх перехідних процесів, тобто через час встановлення вихідного сигналу. Цей час ще називають *часом перетворення*. Час встановлення визначає максимальну частоту роботи ЦАП.

12.4. Аналогоцифрові перетворювачі (АЦП)

АЦП – це пристрій, призначений для перетворення аналогового сигналу (напруги) у цифровий код відповідного значення. Основними характеристиками АЦП є:

- розподільна здатність;
- розрядність;
- час перетворення;
- лінійність характеристики.

12.4.1. Статичні параметри АЦП

До статичних характеристик АЦП відносяться:

- розподільна здатність — це мінімальний приріст вхідного аналогового сигналу при якому відбувається зміна вихідного цифрового коду, на одиницю. Цей приріст є кроком квантування (рис. 12.12). Для двійкових кодів перетворення номінального значення кроку квантування теж визначається формулою (12.1). Чим більше розрядність перетворювача, тим вища його розподільна здатність;
- розрядність – кількість виходів АЦП. Чим вища розрядність, тим менший крок квантування та точніше перетворення;

- діапазон зміни вхідного сигналу $\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$, де $U_{\min}$ – мінімальне значення вхідної напруги АЦП, при якій вихідний код дорівнює нулю.

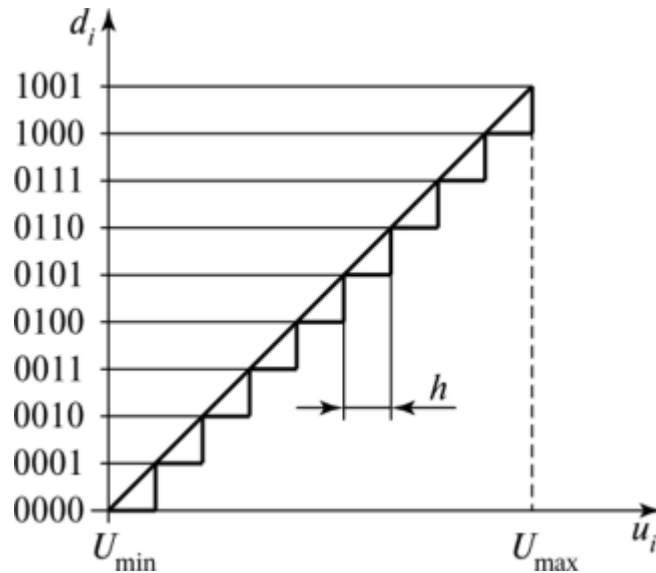


Рис. 12.12. Характеристика перетворення АЦП

12.4.2. Динамічні параметри АЦП

Так само як і в ЦАП, процес перетворення проходить не миттєво, а за експоненціальним законом (періодичному або коливальному, причому вид перехідного процесу залежить, в основному, від величини паразитних ємностей, опорів та індуктивностей електронних елементів АЦП).

Час закінчення перехідного процесу, тобто часу, за який рівень вихідного сигналу увійде в межі допустимої точності, визначає бистродію перетворювача.

Зчитування інформації з виходу повинно відбуватися після закінчення усіх перехідних процесів, тобто через час встановлення вихідного сигналу. Цей час ще називають *часом перетворення*. Час встановлення визначає максимальну частоту роботи АЦП.

12.4.3. АЦП швидкого перетворення на компараторах

Принцип перетворення аналогового сигналу у цифровий полягає у порівнянні напруги, що перетворюється, з деякою опорною, в якості якої можна використати згенеровану перетворювачем зростаючу напругу (АЦП послідовного типу) або напругу, яку знімають з плечей резистивного дільника (АЦП паралельного кодування). Останні можуть бути побудовані на аналогових компараторах і перетворювача коду (рис. 12.13).

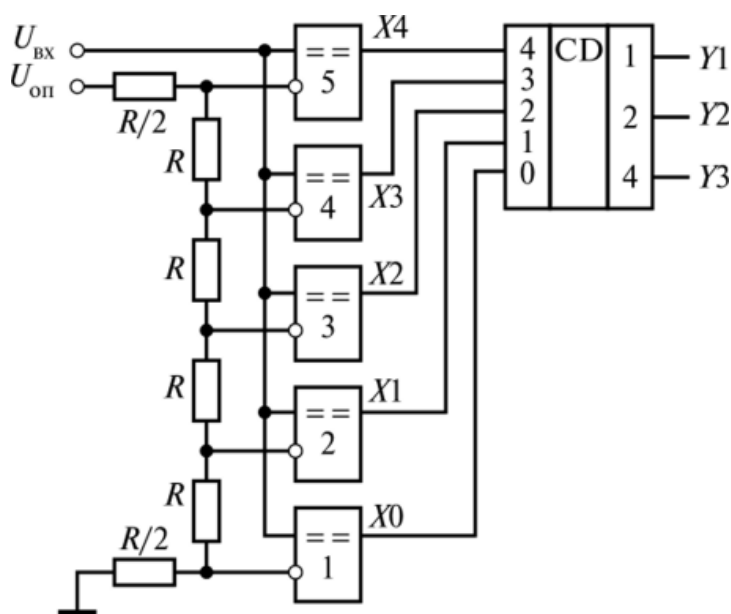


Рис. 12.13. АЦП паралельного кодування на компараторах

На вхід кожного із п'яти компараторів (рис. 12.13) подаються дві напруги: одна напруга є вхідною U_{vx} , інша формується із опорної напруги U_{op} за допомогою резистивних дільників. Якщо вхідна напруга дорівнює нулю $U_{vx} = 0$, то на виходах $X_0 - X_4$ усіх компараторів буде низький логічний рівень і на виходах шифратора CD будуть також низькі логічні рівні. Якщо $0,5U_{op} > U_{vx} > 0,2U_{op}$ то на виході компаратора 1 з'явиться логічна одиниця ($X_0 = 1$), а на виходах останніх – логічний нуль. При подальшому підвищенні вхідної напруги логічні одиниці будуть формуватися послідовно на

виходах компараторів X_1 , X_2 , X_3 , X_4 . На виході шифратора при цьому буде двійковий код, відповідний рівню вихідної напруги.

Питання до розділу 12

1. Який пристрій називають лічильником?
2. Із чого складається інкрементний лічильник?
3. Які лічильники називаються лічильниками зворотної дії?
4. Що таке регістри?
5. На які класи поділяються регістри?
6. Який регістр називається універсальним?
7. Які основні характеристики цифро-аналогового перетворювача?
8. Які основні характеристики аналого-цифрового перетворювача?
9. У чому полягає принцип перетворення аналогового сигналу у цифровий?
10. Що називають часом перетворення?

ЛІТЕРАТУРА

1. Тігарєва Т.Г. Електротехніка: навч. посібник. – Одеса: ОДАБА, 2016. – 195 с.
2. Титаренко М.В. Електротехніка. Навчальний посібник. – К.: Кондор, 2009. – 240с.
3. Коруд В.І. Електротехніка: підручник. – Львів: «Магнолія+», 2008. – 447 с.
4. Колотаєвський Ю.П. Промислова електротехніка та мікросхемотехніка: теорія и практикум. – Київ: «Каравела», 2003. – 368 с.
5. Г.В. Карандаков, В.І. Кривенко. Електротехніка, електроніка і мікропроцесорна техніка. Конспект лекцій /– К.: НТУУ, 2008. – 230 с. Режим доступу: https://www.studmed.ru/download/karandakov-gv-krivenko-v-elektrotehnka-elektronka-ta-mkroprocesorna-tehnka_263f7be48ee.html